

เทคนิคและวิธีการในการออกแบบและชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันหาย
ภายในโรงงานอุตสาหกรรมในกรณีของตัวตัดต่อวงจร

TECHNICAL METHODS FOR THE PREVENTION AND CORRECTION OF VOLTAGE
SAGS AND SHORT INTERRUPTIONS INSIDE THE INDUSTRIAL PLANTS
INCASE MAGNETIC CONTACTOR

โดย

นายพงศธร

รมชาย

นายพงษ์ดนัย

หิตรีตัน

นายวิกรม

ดีไชยเศรษฐ์

นายเอกบุรินทร์

ศรีตรีชัย

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2558

เทคนิคและวิธีการในการออกแบบและขจัดเซย์แรงดันตกชั่วขณะและแรงดันหาย
ภายในโรงงานอุตสาหกรรมในกรณีของตัวตัดต่อวงจร

TECHNICAL METHODS FOR THE PREVENTION AND CORRECTION OF VOLTAGE
SAGS AND SHORT INTERRUPTIONS INSIDE THE INDUSTRIAL PLANTS
IN CASE MAGNETIC CONTACTOR

โดย

นายพงศธร	ร่มชัย
นายพงษ์ดนัย	หิตรีตัน
นายวิกรม	ดีไชยเศรษฐ์
นายเอกบุรินทร์	ศรีตรัย

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2558

TECHNICAL METHODS FOR THE PREVENTION AND CORRECTION OF VOLTAGE
SAGS AND SHORT INTERRUPTIONS INSIDE THE INDUSTRIAL PLANTS
INCASE MAGNETIC CONTACTOR

PONGSATORN	ROMSAI
PHONGDANAI	HEETRATH
WIKROM	DEECHAISSET
EAKBURIN	SRITRAI

THIS PROJECT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT
FOR THE BACHELOR DEGREE IN ELECTRICAL ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2015

ปีการศึกษา 2558

เทคนิคและวิธีการในการออกแบบและชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันหายภายใน
โรงงานอุตสาหกรรมในกรณีของตัวตัดต่อวงจร

TECHNICAL METHODS FOR THE PREVENTION AND CORRECTION OF VOLTAGE SAGS
AND SHORT INTERRUPTIONS INSIDE THE INDUSTRIAL PLANTS
INCASE MAGNETIC CONTACTOR

โดย

นาย พงศธร	ร่มซ้าย
นาย พงษ์ดนัย	หิตรีตัน
นาย วิกรม	ดีไชยเศรษฐ
นาย เอกบุรินทร์	ศรีตรัย

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. จงรักษ์ บุญเส็ง

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2558


ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เทคนิคและวิธีการในการออกแบบและชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันหายภายในโรงงาน
อุตสาหกรรมในกรณีของตัวตัดต่อวงจร

ผู้จัดทำ

- | | |
|--------------------|------------|
| 1. นาย พงศธร | ร่มซ้าย |
| 2. นาย พงษ์ชัย | หิตรีตัน |
| 3. นาย วิกรม | ดิไชยเศรษฐ |
| 4. นาย เอกบุรินทร์ | ศรีตรัย |

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์ จงรักษ์ บุญเส็ง)

เทคนิคและวิธีการในการออกแบบและชดเชยแรงดันตกชั่วคราวและแรงดันหาย

ภายในโรงงานอุตสาหกรรมในกรณีของตัวตัดต่อวงจร

นายพงศธร ร่มซ้าย
นายพงษ์ดนัย หิตรีตัน
นายวิกรม ดีไชยเศรษฐ
นายเอกบุรินทร์ ศรีตรีชัย
รองศาสตราจารย์จรงค์ บุญเสียง อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2558

บทคัดย่อ

ตัวตัดต่อวงจรไฟฟ้าตอบสนองต่อแรงดันตกชั่วคราว มีผลให้เกิดระเบิดขึ้นที่ตัวตัดต่อวงจรไฟฟ้านี้ เป็นสาเหตุหลักที่พบในโรงงานอุตสาหกรรม ก่อให้เกิดความเสียหายกับวงจรการส่งกำลังไปยังมอเตอร์เป็นมูลค่ามหาศาล ปรินูญยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการออกแบบวงจรชดเชยแรงดันตกชั่วคราวและแรงดันหายเพื่อรักษาสภาพการทำงานของตัวตัดต่อวงจรไว้ โดยวงจรที่ออกแบบจะทำงานเมื่อมีการเกิดแรงดันตกชั่วคราวหรือแรงดันหายไม่เกิน 50% นาน 1 นาที ซึ่งสามารถตรวจจับได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์ หากแรงดันจากแหล่งจ่ายน้อยกว่าที่อ้างอิงไว้จะเกิดการ ทำงานของวงจรขึ้น โดยใช้การชดเชยแรงดันจากแบตเตอรี่ 12 โวลต์ จ่ายกระแสไฟฟ้าผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์ แล้วเพิ่มระดับแรงดันผ่านหม้อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ก่อนจะทำการจ่ายกระแสไฟฟ้าไปยังขดลวดของตัวตัดต่อวงจร โดยใช้รีเลย์เป็นสวิตซ์ในขณะที่ต่อวงจรนี้กับตัวตัดต่อวงจร จากการทำงานของวงจรนี้จะช่วยให้ตัวตัดต่อวงจรทำงานได้อย่างปกติ

Technical Methods for the Prevention and Correction of Voltage Sags
and Short Interruptions inside the Industrial Plants ;
in case magnetic contactor

Mr. Pongsatorn Romsai

Mr. Phongdanai Heetrath

Mr. Wikrom Deechaiset

Mr. Eakburin Sriyai

Associate Prof.Chongrag Boonseng Supervisor

ABSTRACT

The magnetic contactor is response to voltage sags, so has resulted in explosion at an electrical circuit is cut. This is a main causes are found in industrial plants, and causing damage to the transmission circuit to the motor is enormous value. This thesis presents the prevention and correction of voltage sags and short interruptions so circuit is designed to operate on the voltage sags or short interruptions to maintain the operation of it. The circuit is designed to operate when the voltage sags or voltage is less than 50% for 1 minute, which can be detected by the microcontroller. If the voltage source is less than the reference voltage, voltage sags prevention circuit will be operated. So, using 12 volt battery to supply through the inverter circuit then step up voltage through the transformer to AC 220 volt before supply voltage to the coil of the magnetic contactor and use relay as switch. While the magnetic contactor on the voltage sags prevention circuit. The operation of this circuit will allow the magnetic contactor work properly.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยการช่วยจากหลายท่านโดยเฉพาะอย่างยิ่งต้องขอขอบคุณผู้ช่วยศาสตราจารย์จรงค์ บุษยเส็ง อาจารย์ที่ปรึกษา รวมไปถึงคุณบุญวีร์ ฉายศิริ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อโครงการมาด้วยดีตลอด และได้กรุณาตรวจแก้ไขปริญญาโทฉบับนี้จนสำเร็จเรียบร้อยเป็นอย่างดี

ขอขอบคุณรองศาสตราจารย์ดอกเตอร์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับหลักการและทฤษฎีเกี่ยวกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์

ขอขอบคุณเพื่อนๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการคุณภาพไฟฟ้าและฮาร์โมนิกส์ทุกคนที่ช่วยแก้ปัญหาด้วยดีมาโดยตลอด

นอกจากนั้นผู้จัดทำต้องขอขอบคุณคุณนครศักดิ์ เจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการที่ให้เบิกใช้เครื่องมือ ตลอดจนคุณกมลวรรณ เจ้าหน้าที่ห้องธุรการที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับการเบิกใบเสร็จของโครงการ

ท้ายนี้คณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาและครอบครัว ซึ่งให้การสนับสนุนในด้านการเงินและให้กำลังใจ อีกทั้งเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ที่ให้ความช่วยเหลือในด้านการจัดหาอุปกรณ์ต่างๆ ในการทำโครงการครั้งนี้จนสำเร็จได้ด้วยดี จึงขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	IX
สารบัญตาราง	XIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	1
1.3 ขอบเขตงานวิจัย	2
1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ	2
1.5 แผนการดำเนินโครงการ	2
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	5
2.1 หลักการป้องกันการทำงานผิดปกติของอุปกรณ์ไฟฟ้าเมื่อเกิดแรงดันตก	5
2.2 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์	5
2.2.1 การสร้างไฟฟ้ากระแสสลับจากไฟฟ้ากระแสตรง	5
2.2.2 การควบคุมความถี่	6
2.3 เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์	7
2.3.1 รูปคลื่น PWM แบบไซน์	7

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.2 รูปคลื่น PWM แบบลดค่าฮาร์มอนิกส์ที่ไม่ต้องการ	12
2.3.3 รูปคลื่น PWM แบบลดค่าการกระเพื่อมของกระแส	13
2.3.4 รูปคลื่น PWM ที่สร้างจากการปรับตัวของกระแส	13
2.4 คอนเวอร์เตอร์	15
2.4.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	16
2.4.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	16
2.4.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	18
2.4.4 ฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	18
2.4.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	19
2.5 การขยายสัญญาณ	20
2.5.1 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	20
2.6 วงจรออสซิลเลเตอร์	21
2.6.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแวนบริดจ์	23
2.7 วงจรสับเบอร์	24
2.7.1 หลักการทำงานของวงจรสับเบอร์	24
2.8 แบทเตอรี	26
2.8.1 แบทเตอรีปฐมภูมิ	26
2.8.2 แบทเตอรีทุติยภูมิ	26
2.9 หม้อแปลงสวิตซ์ชิ่ง	27
2.9.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่ง	27

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.9.2 แกนเพอร์โรต์และเส้นลวดในการเลือกใช้งาน	29
2.9.3 ทฤษฎีพื้นฐานที่นำมาใช้ในการคำนวณ	36
2.10 วงจรเรียงกระแส	37
2.10.1 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์	38
2.10.2 อัตราการทนกำลังของวงจรเรียงกระแส	39
2.11 ทรานส์เฟอร์สวิทช์	40
2.11.1 รีเลย์กำลัง	40
2.11.2 รีเลย์ควบคุม	40
2.12 อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง	41
2.12.1 โครงสร้างสัญลักษณ์อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง	42
2.12.2 วงจรใช้งานออปโตคัปเปลอร์เบื้องต้น	43
2.13 อาดูโน้	43
2.13.1 Arduino Uno R3	44
บทที่ 3 การคำนวณและออกแบบ	46
3.1 หลักการออกแบบช่วงแรงดันในการตัดต่อวงจร	46
3.2 ส่วนประกอบของอินเวอร์เตอร์	47
3.3 หลักการการออกแบบส่วนคอนเวอร์เตอร์	48
3.3.1 การออกแบบวงจรควบคุมความกว้างพัลส์	48
3.3.2 การออกแบบวงจรขับสวิตช์มอสเฟต	50
3.3.3 การออกแบบวงจรพุ่ม-พูล คอนเวอร์เตอร์	50

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.4 การออกแบบวงจรสับเบอร์	51
3.3.5 การออกแบบหม้อแปลง	52
3.3.6 การออกแบบวงจรเรียงกระแส	54
3.4 หลักการการออกแบบส่วนอินเวอร์เตอร์	54
3.4.1 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณรูปคลื่นไซน์	54
3.4.2 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	56
3.4.3 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณ PWM	57
3.4.4 การออกแบบวงจรขับสวิตช์มอสเฟต	57
3.5 วงจรควบคุม	63
3.6 แผนผังการทำงานของระบบ	65
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	68
4.1 การเตรียมการทดสอบและอุปกรณ์ในการทดสอบ	68
4.2 บทนำ	69
4.3 ขอบเขตการทดลอง	69
4.4 ผลการทดลอง	69
4.4.1 การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 1 ตัว	69
4.4.2 การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 3 ตัว	74
4.4.3 ในกรณีที่วงจรชดเชยแรงดันไม่สามารถชดเชยแรงดันได้	76
4.5 สรุป	76

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	77
5.1 สรุปผลการทดลอง	78
5.2 ปัญหาและอุปสรรค	78
5.3 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป	78
บรรณานุกรม	80
ภาคผนวก	81
ภาคผนวก ก โปรแกรมควบคุมการทำงานของตัวประมวลผล Arduino UNO R3	82
ภาคผนวก ข เอกสารกำกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์	86
ประวัติผู้เขียน	133

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรการป้องกันการทำงานผิดปกติเมื่อเกิดแรงดันตกชั่วขณะ	5
2.2 วิธีการสร้างไฟกระแสสลับ	6
2.3 กราฟรูปคลื่นความถี่	6
2.4 หลักการของการสร้างสัญญาณ PWM	7
2.5 แรงดันระหว่างสายและแรงดันแต่ละเฟส	8
2.6 หลักการของ PWM ที่มีการสุ่มตัวอย่างแบบเอกรูป	10
2.7 การเปลี่ยนแปลงของค่า m	11
2.8 รูปคลื่น PWM ที่จะใช้วิธีการกำจัดฮาร์มอนิกส์	12
2.9 หลักการสร้างสัญญาณ PWM จากการปรับตัวของกระแสโหลด เมื่อเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง	14
2.10 วงจรสร้างสัญญาณ PWM ด้วยการปรับตัวของกระแส	14
2.11 วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	16
2.12 วงพื้นฐานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	17
2.13 วงจรพื้นฐานของพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์	18
2.14 วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	18
2.15 วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	19
2.16 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	20
2.17 วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ ซึ่งมีการป้อนกลับแบบบวก	22
2.18 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเวนบริดจ์	23
2.19 การต่อวงจรมอเตอร์ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	24

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.20 การต่อวงจรสับเบรเกอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดกระแสสูงสุดตกคร่อมทรานซิสเตอร์	25
2.21 ตัวอย่างขนาดแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ (ก) ETD, (ข) EE, (ค) EI	28
2.22 วงจรที่มีแกนแม่เหล็ก	29
2.23 ความสัมพันธ์ระหว่าง B และ H	30
2.24 ลักษณะแกนเหล็กกับการเหนี่ยวนำ	30
2.25 ลักษณะสมบรูณ์ฮีสเทอรีซิส	32
2.26 ข้อมูลค่า AL ออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	33
2.27 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์และรูปคลื่นแรงดันตกคร่อม V_{out}	38
2.28 วงจรการทำงานของรีเลย์ควบคุม	40
2.29 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของอุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง ชนิด NPN Optocoupler	41
2.30 การทำงานทำงานของ Optocoupler เมื่อมีการทริกที่ขา B	41
2.31 การทำงานทำงานของ Optocoupler เมื่อมีการทริกที่ขา B	42
2.32 วงจรใช้งานออปโตคัปเปิลอร์เบื้องต้น	43
2.33 ส่วนประกอบฮาร์ดแวร์ของ Aduino Uno R3	44
3.1 วงจรการทดสอบเปลี่ยนสภาวะการทำงานของ Magnetic Contactor	46
3.2 โครงสร้างภายในของไอซี SG3525	48
3.3 การคำนวณค่า Dead time control	49
3.4 วงจรป้อนแรงดันกระแสตรงให้กับขานอนอินเวอร์เตอร์	49
3.5 วงจรพช-พุล	50

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.6 ลักษณะวงจรสับเบอร์	51
3.7 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเวนบริดจ์	55
3.8 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	56
3.9 การกำหนดความถี่ออสซิลเลเตอร์	57
3.10 วงจรขับสวิตช์มอสเฟต	58
3.11 การต่อสวิตช์มอสเฟต	58
3.12 วงจรคอนเวอร์เตอร์	59
3.13 วงจรสร้างสัญญาณ PWM	60
3.14 วงจรขับสวิตช์มอสเฟต	61
3.15 วงจรอินเวอร์เตอร์	62
3.16 หลักการทำงานของวงจรส่วนควบคุม	63
3.17 วงจรควบคุม	64
4.1 อุปกรณ์ทดสอบการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ	68
4.2 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 200 โวลต์ ครั้งที่ 1	70
4.3 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 200 โวลต์ ครั้งที่ 2	70
4.4 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 200 โวลต์ ครั้งที่ 3	71
4.5 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 180 โวลต์ ครั้งที่ 1	71
4.6 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 180 โวลต์ ครั้งที่ 2	72
4.7 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 180 โวลต์ ครั้งที่ 3	72
4.8 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 150 โวลต์ ครั้งที่ 1	73

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 150 โวลต์ ครั้งที่ 2	73
4.10 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 150 โวลต์ ครั้งที่ 3	74
4.11 กราฟการชดเชยแรงดันให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 3 ตัว ที่แรงดันอ้างอิง 200 โวลต์	74
4.12 กราฟการชดเชยแรงดันให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 3 ตัว ที่แรงดันอ้างอิง 180 โวลต์	75
4.13 กราฟกรณีวงจรชดเชยไม่สามารถจ่ายชดเชยแรงดันได้	76

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ฮาร์มอนิกส์ของ PWM เมื่อ $P = 1.5$	9
2.2 แสดงชนิดของเนื้อสารต่อค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ทำให้สารแม่เหล็กอิ่มตัว	31
2.3 skin effect ของทองแดงที่ความถี่ต่างๆและขนาดลวดที่เหมาะสมของความถี่	35
3.1 การเปลี่ยนสภาวะการทำงานของ Magnetic Contactor	47

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบัน แรงดันตกชั่วขณะ (Voltage Sags) เป็นสิ่งที่ประสบกันได้เป็นประจำโดยเฉพาะในพื้นที่ห่างไกลอย่างเช่นต่างจังหวัดในช่วงฝนตกหรือมีพายุลมแรง ไฟตกจากการดูจอภาพ เป็นต้น โดยแรงดันตกชั่วขณะคือแรงดัน RMS ที่มีขนาดลดลงชั่วคราวตั้งแต่ 0.5 คาบไฟสลับจนถึง 1 นาที และขนาดแรงดันลดลงอยู่ในช่วง 0.1 pu. จนถึง 0.9 pu. โดย 1 คาบไฟสลับมีค่าเท่ากับ 20 ms ในกรณีระบบไฟฟ้าที่มีความถี่ 50 Hz เช่นประเทศไทย

แรงดันตกชั่วขณะเป็นหนึ่งในสาเหตุของปัญหาคุณภาพไฟฟ้า (Power Quality Problems) ที่ภาคอุตสาหกรรมต้องประสบและมีส่วนทำให้เกิดความสูญเสียอื่นๆตามมาอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งเป็นสิ่งที่ก่อให้เกิดความเสียหายอย่างมาก โดยเฉพาะกับโรงงานอุตสาหกรรมที่มีโหลดที่อ่อนไหวต่อแรงดัน เช่น โหลดที่เป็นอินเวอร์เตอร์ หรือคอนเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายกำลังให้กับมอเตอร์ในงานอุตสาหกรรม คอมพิวเตอร์ในออฟฟิศ เป็นต้น โดยสถานที่ที่สำคัญได้แก่ โรงงานผลิตรถยนต์ อุตสาหกรรมสารกึ่งตัวนำ อุปกรณ์ถ่ายเทข้อมูล อาคารสำนักงาน และโรงพยาบาลหรือศูนย์การแพทย์ เป็นต้น ซึ่งจากการสำรวจในสหรัฐอเมริกาพบว่าแรงดันตกชั่วขณะคิดเป็น 92% ของปัญหาคุณภาพไฟฟ้า (Power Quality) ซึ่งมูลค่าความสูญเสียประมาณสี่แสนล้านเหรียญต่อปี และถึงแม้ว่าจะยังไม่มีผลการศึกษาถึงผลกระทบอันเนื่องมาจากแรงดันตกในประเทศไทย แต่ก็ประมาณได้ว่ามีมูลค่าหลายล้านบาทต่อปี

ดังนั้นทางผู้จัดทำจึงเล็งเห็นความสำคัญของการชดเชยแรงดันเพื่อช่วยในการลดมูลค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในภาคอุตสาหกรรม ปรินุญยานิพนธ์นี้จึงได้จัดทำวงจรชดเชยแรงดันชั่วขณะในกรณีที่เกิดแรงดันตกชั่วขณะในส่วนขดลวดของตัวตัดต่อวงจร

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อศึกษาปรากฏการณ์การเกิดแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันหายในโรงงานอุตสาหกรรมในกรณีของตัวตัดต่อวงจร
2. เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรชดเชยแรงดันตกชั่วขณะที่เกิดขึ้นภายในโรงงานอุตสาหกรรมในกรณีของตัวตัดต่อวงจร
3. เพื่อป้องกันความเสียหายที่เกิดขึ้นที่มีต่อโหลดภายในโรงงานอุตสาหกรรมในกรณีของตัวตัดต่อวงจร

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

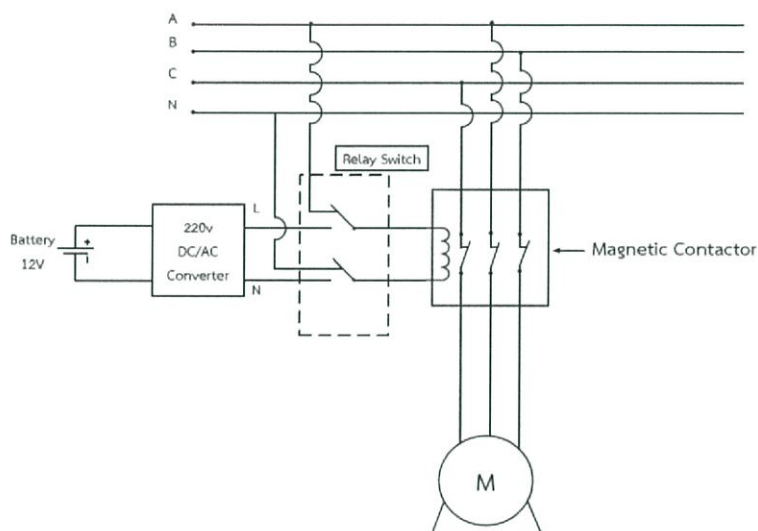
1. เป็นพื้นฐานในการศึกษาถึงวิธีการชดเชยแรงดันและสามารถเข้าใจถึงข้อดีและข้อเสียเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้วงจรชดเชยแรงดันแบบอื่นๆ
2. พัฒนาหลักการออกแบบวงจรชดเชยแรงดันตกชั่วคราว เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของอุปกรณ์ในโรงงานอุตสาหกรรม

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 หลักการป้องกันการทำงานผิดปกติของอุปกรณ์ไฟฟ้าเมื่อเกิดแรงดันตก

การแก้ปัญหาแรงดันตกชั่วคราว โดยในสภาวะปกติ แรงดันโหลดได้จากสายกำลังหรือ Power Line ของการไฟฟ้า โดยผ่านสวิทช์โอนย้าย (Transfer switch) โดยมีการเดินของกำลังไฟฟ้าที่ทางเดินหลัก (Main Path) ซึ่งในสภาวะนี้อินเวอร์เตอร์ หรือ DC/AC Converter จะอยู่ในสภาวะเตรียมพร้อม (Stand By) เมื่อเกิดสภาวะแรงดันตกชั่วคราว สวิทช์โอนย้ายจะตัดต่อให้โหลดย้ายมารับแรงดันไฟฟ้าจากอินเวอร์เตอร์ที่มีแหล่งพลังงานเป็นแบตเตอรี่แทน โดยมาเดินของกำลังไฟฟ้าที่ทางเดินรอง (Alternate Path)



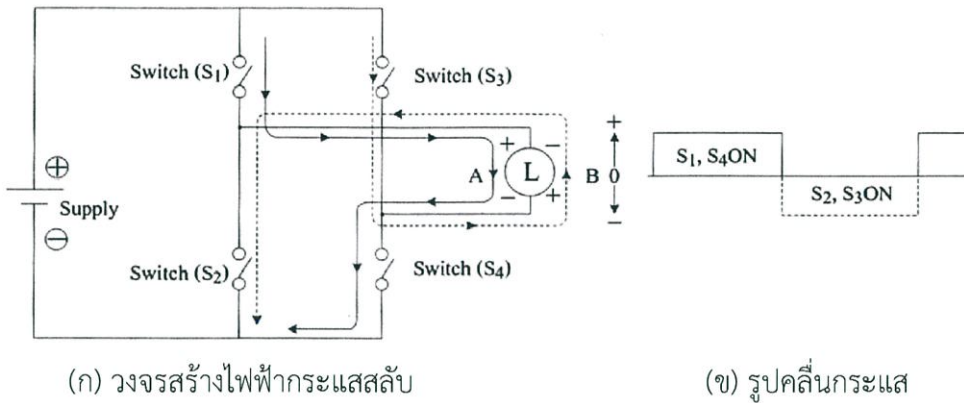
รูปที่ 2.1 วงจรการป้องกันการทำงานผิดปกติเมื่อเกิดแรงดันตกชั่วคราว

ทั้งนี้เราจะสมมติว่าแบตเตอรี่จะถูกประจุให้เต็มตลอดเวลาด้วยวงจรเรียงกระแส หรือ AC/DC Converter วิธีนี้มีข้อดีที่อินเวอร์เตอร์จะทำงานเฉพาะช่วงที่เกิดแรงดันตกชั่วคราวเท่านั้น ประสิทธิภาพในการทำงานโดยรวมของระบบจึงมีค่าสูง

2.2 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์

2.2.1 การสร้างไฟฟ้ากระแสสลับจากไฟฟ้ากระแสตรง

อินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ผลิตไฟฟ้ากระแสสลับจากแหล่งจ่ายกระแสตรง การทำความเข้าใจกับหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ก็ควรเริ่มจากวงจรสร้างไฟสลับเฟสเสียก่อน

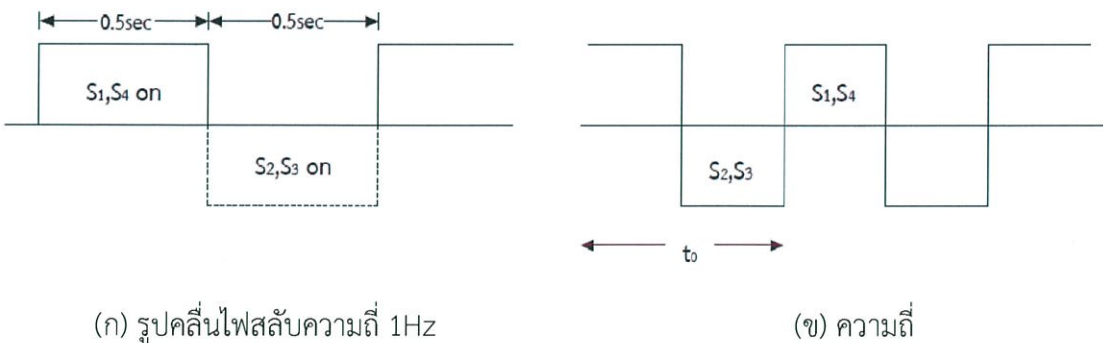


รูปที่ 2.2 วิธีการสร้างไฟกระแสสลับ

รูปที่ 2.2 (ก) อธิบายหลักการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นไฟกระแสสลับ โดยเปลี่ยนโหลดจากมอเตอร์เป็นหลอดไฟเพื่อให้เข้าใจง่ายขึ้น โดยสวิตช์ทั้ง 4 ตัวซึ่งต่ออยู่ระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงและโหลด จะเปิดปิดสลับกันเป็นจังหวะเพื่อสร้างไฟฟ้ากระแสสลับจ่ายให้กับหลอดไฟฟ้าตามรูปที่ 2.2 (ข) เมื่อสวิตช์ S_1 และ S_4 จะมีกระแสวิ่งผ่านสวิตช์และหลอดไฟตามทิศทาง A แต่เมื่อสวิตช์ S_2 และ S_3 ปิด จะมีกระแสวิ่งผ่านสวิตช์และหลอดไฟตามทิศทาง B ซึ่งย้อนทางกับทิศทาง A ดังนั้นถ้าให้สวิตช์ S_1 และ S_4 เปิดปิดสลับกับสวิตช์ S_2 และ S_3 ก็จะทำให้กระแสที่ไหลไปที่หลอดกลับทิศทางกันสลับไปมาเป็นไฟฟ้ากระแสสลับนั่นเอง

2.2.2 การควบคุมความถี่

ถ้าควบคุมเวลาที่เปิดปิดสวิตช์ S_1 และ S_4 ได้ ก็สามารถแปรความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับได้ด้วย อย่างเช่น ให้สวิตช์ S_1 และ S_4 ปิด 0.5 วินาที ต่อมาสวิตช์ S_2 และ S_3 ปิด 0.5 วินาที และทำการเปิดปิดสลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ดังนั้นใน 1 นาที ไฟฟ้ากระแสสลับจะวิ่งไปกลับครบ 1 รอบ หรือไซเคิล ไฟฟ้ากระแสสลับนี้จึงมีความถี่ 1 เฮิร์ตซ์ นั่นเอง



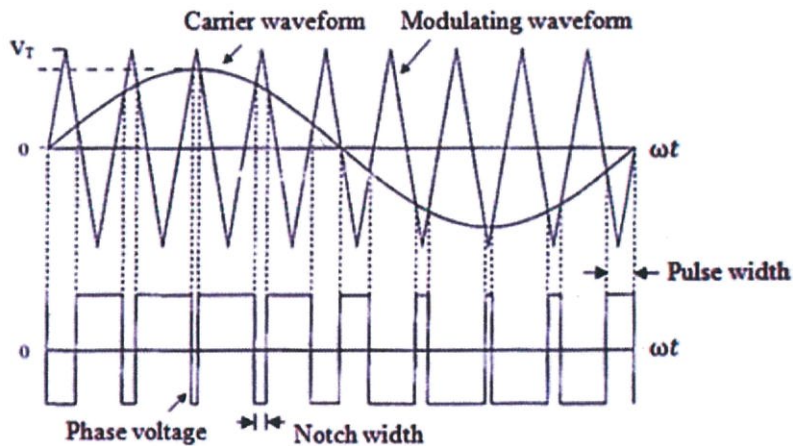
รูปที่ 2.3 กราฟรูปคลื่นความถี่

2.3 เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse width Modulation)

เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse width Modulation) หรือ PWM ซึ่งใช้กันในงานสื่อสารก็ถูกนำมาใช้เพราะเทคนิคนี้สามารถที่ปรับความถี่และแรงดันได้ และสามารถแก้ปัญหาต่างๆ โดยเทคนิค PWM ได้ดังนี้

2.3.1 รูปคลื่น PWM แบบไซน์

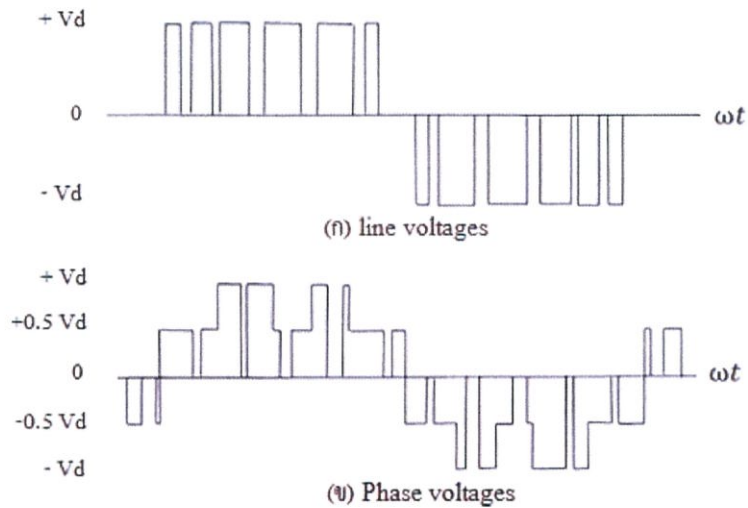
วิธีการนี้ถือเป็นวิธีพื้นฐานและใช้กันอย่างแพร่หลายและถือเป็นต้นแบบของ PWM ทั้งหมดสำหรับหลักการของวิธีนี้ก็คล้ายกับวิธีการสื่อสาร กล่าวคือการเอาสัญญาณรูปคลื่นไซน์มามอดูเลตกับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งสัญญาณคลื่นไซน์นี้ในทางสื่อสารถือว่าเป็นสัญญาณของข้อมูล แต่ในทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เราให้เป็นสัญญาณความถี่มูลฐาน ส่วนสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมในการสื่อสารเรียกว่าคลื่นพาหะ ซึ่งในทางอิเล็กทรอนิกส์ก็เรียกสัญญาณนี้ว่าคลื่นพาหะเช่นกัน ต่างกันที่จุดประสงค์ของคลื่นพาหะของทั้งสองแขนงวิชาจะแตกต่างกัน กล่าวคือในการสื่อสารคลื่นพาหะจะเป็นตัวพาสัญญาณข้อมูลไปยังที่ต่างๆหรือทำให้สัญญาณข้อมูลไปได้ไกลๆ แต่ในทางอิเล็กทรอนิกส์คลื่นพาหะนี้จะทำหน้าที่ร่วมกับสัญญาณความถี่มูลฐานเพื่อไปปรับให้แรงดัน RMS เปลี่ยนแปลงไปเพื่อคงไว้ซึ่ง V/f คงที่ รูปที่ 2.4 จะแสดงหลักการของการสร้างสัญญาณ PWM ซึ่งจะนำสัญญาณนี้ไปจุดขวนตัวอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ต่อไป



รูปที่ 2.4 หลักการของการสร้างสัญญาณ PWM

จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณ PWM ได้มาจากการที่นำเอาสัญญาณคลื่นรูปไซน์ความถี่เท่ากับความถี่ที่เราต้องการมามอดูเลตกับคลื่นพาหะรูปสามเหลี่ยมซึ่งมีความถี่สูงกว่าคลื่นรูปไซน์หลายเท่า สัญญาณ PWM ที่ได้เกิดจากการเปรียบเทียบจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง จะเห็นได้ว่าจุดตัดนี้จะเป็น

ตัวกำหนดการเปิดปิดของอุปกรณ์ในแต่ละชุดแต่ละเฟสที่อินเวอร์เตอร์ต้องทำงานแบบสวิตซ์ซึ่งตามสัญญาณนี้และจะทำให้เกิดแรงดันระหว่างสาย (line voltage) ดังรูปที่ 2.5 (ก) และแรงดันแต่ละเฟส (phase voltage) ดังรูปที่ 2.5 (ข)



รูปที่ 2.5 แรงดันระหว่างสายและแรงดันแต่ละเฟส

จากรูปที่ 2.5 เราเรียกความกว้างระหว่างพัลส์ว่าความกว้างพัลส์ และเรียกช่องว่างระหว่างพัลส์ว่าความกว้างนอตซ์ นอกจากนี้เรายังสามารถเปลี่ยนความถี่และแรงดัน RMS ของรูปคลื่น PWM นี้ได้ด้วยการเปลี่ยนความถี่และขนาดของสัญญาณรูปคลื่นไซน์หรือสัญญาณมอดูเลตตั้ง การเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นไซน์จะทำให้ความถี่มูลฐานของรูปคลื่น PWM เปลี่ยน แต่การเปลี่ยนขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณรูปคลื่นไซน์จะทำให้ค่าแรงดัน RMS ของ PWM เปลี่ยน ซึ่งถ้าเราควบคุมอย่างเป็นสัดส่วน ผลก็คือทำให้ V/f คงที่

รูปคลื่น PWM นี้ถ้าเรานำมาวิเคราะห์เพื่อพิจารณาถึงความถี่ต่างๆที่แฝงอยู่ในตัวของรูปคลื่นโดยใช้การวิเคราะห์แบบฟูเรียร์ ก็จะเหมือนกับการวิเคราะห์รูปคลื่นในทางสื่อสาร ซึ่งจะไม่ขอกว่าไปถึงในที่นี้ โดยสรุปได้เป็นสมการคลื่น PWM ในรูปอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังนี้

$$V(t) = m \frac{V_d}{2} \sin(\omega_s t + \theta) + \text{Bessel function} \quad (2.1)$$

เราเรียก m ว่าดัชนีการมอดูเลต (modulation index) , ω_s คือความถี่มูลฐานซึ่งก็คือความถี่ของรูปคลื่นไซน์ที่ใช้ในกระบวนการมอดูเลต และ θ คือมุมต่างเฟสของสัญญาณที่ได้จาก

การมอดูเลตดัชนีของการมอดูเลตได้ถูกกำหนดไว้เหมือนกับทางสื่อสารคือ $m = V_p / V_T$ โดยที่ V_p คือค่าระดับแรงดันสูงสุด (peak voltage) ของสัญญาณคลื่นไซน์ ส่วน V_T เป็นระดับแรงดันสูงสุดของสัญญาณพาหะ สามารถปรับให้แอมพลิจูดของ V_T เปลี่ยนแปลงโดยการปรับ $m = V_p / V_T$

โดยเฉพาะพจน์ของ Bessel function harmonic terms ฟังก์ชัน ดังกล่าวนี้จะเป็นผลบวกอนุกรมของคลื่นที่เป็นฮาร์โมนิกส์ทั้งหมด โดยมีลักษณะของอนุกรมอยู่ในรูปของฟังก์ชันเบสเซล ซึ่งเมื่อนำมารวมกับพจน์แรกที่เป็นคลื่นไซน์ที่ความถี่มูลฐานและจะได้รูปคลื่น PWM ผลของพจน์ที่เป็นฮาร์โมนิกส์จะขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต m กล่าวคือ ถ้า m ยิ่งมีค่ามากขึ้นเท่าไร พจน์หลังนี้ก็จะมึบเทาหน้อยลงไป

จากการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่น PWM พบว่าความถี่ของฮาร์โมนิกส์มีความสัมพันธ์กับความถี่ของคลื่นพาหะ และความถี่มูลฐานอยู่ในรูป $M\omega_c + N\omega_s$ เมื่อ ω_c เป็นความถี่คลื่นพาหะ, ω_s เป็นความถี่คลื่นมูลฐาน, M และ N เป็นเลขจำนวนเต็ม โดยที่ $M+N =$ เลขจำนวนเต็มคี่ โดยตารางที่ 2.1 แสดงตัวอย่างของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้น เมื่อให้อัตราส่วนของความถี่คลื่นพาหะต่อความถี่มูลฐานมีค่าเท่ากับ 15 โดยเรียกอัตราส่วนของความถี่ทั้งนี้ว่า P

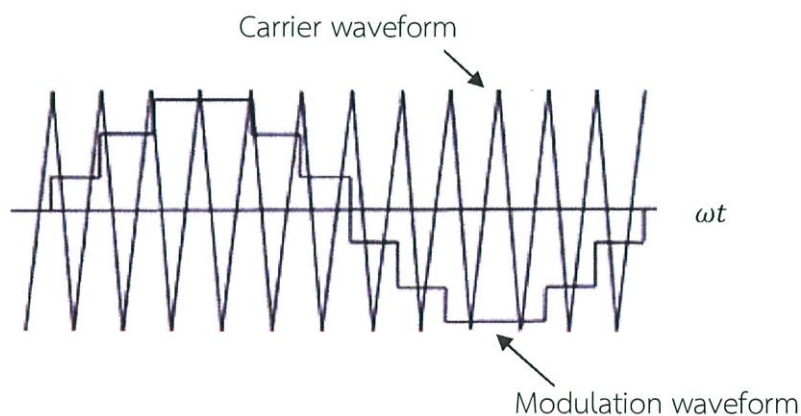
ตารางที่ 2.1 ฮาร์โมนิกส์ของ PWM เมื่อ $P = 1.5$

M	ฮาร์โมนิกส์
1	$15\omega_c$
	$15\omega_c \pm 2\omega_c$
	$15\omega_c \pm 4\omega_c$
	$15\omega_c \pm 6\omega_c$
	etc.
2	$30\omega_c \pm \omega_c$
	$30\omega_c \pm 3\omega_c$
	$30\omega_c \pm 5\omega_c$
	etc.
3	$45\omega_c$
	$45\omega_c \pm 2\omega_c$
	$45\omega_c \pm 4\omega_c$
	$45\omega_c \pm 6\omega_c$

จากการวิเคราะห์ยังพบต่อไปอีกว่า แอมพลิจูดของฮาร์มอนิกส์ของแรงดันไม่ขึ้นอยู่กับค่า P และจะน้อยลงเรื่อยๆตามการเพิ่มของค่า M และ N ที่มากขึ้น แต่พบว่าค่า P จะมีผลต่อฮาร์มอนิกส์ของกระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ กล่าวคือยิ่งค่า P มีค่าสูงมากขึ้น กระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์จะมีรูปใกล้คลื่นไซน์มากขึ้น และฮาร์มอนิกส์ต่างๆก็จะถูกรองโดยค่าความเหนี่ยวนำของตัวมอเตอร์เองโดยง่าย ซึ่งเป็นการลดค่าใช้จ่ายที่จะต้องเพิ่มตัวกรอง (filter) เพื่อกรองกระแสต่างหาก ยิ่งไปกว่านั้นหากเลือก P เป็นจำนวนเท่าของเลข 3 พบว่าบรรดาฮาร์มอนิกส์ที่เป็นจำนวนเท่าของเลข 3 ทั้งหลาย หรือที่เรียกว่าทริปเปิลฮาร์มอนิกส์ (triple harmonics) จะหายไป

จะเห็นว่าการเลือกค่า P สูงมีข้อดีหลายอย่าง แต่ข้อเสียที่ไม่ควรมองข้ามคือการเลือกค่า P สูง จะทำให้เกิดการเปิดปิดอุปกรณ์สวิตซ์ที่อินเวอร์เตอร์เป็นจำนวนมากครั้งกว่าการเลือกค่า P ต่ำ ผลก็คือกำลังสูญเสียเนื่องจากการเปิดปิด (switching loss) สูง อย่างไรก็ตามเมื่อเทียบผลดีผลเสียแล้วยังถือว่าเป็นผลดี แต่ก็ต้องอยู่ในขอบเขตที่เหมาะสมและอุปกรณ์สวิตซ์สามารถรับได้

การมอดูเลตด้วยคลื่นไซน์ถือว่าเป็นพื้นฐานที่สำคัญ เข้าใจง่าย และมีประสิทธิภาพ แต่ปัญหาก็คือรูปคลื่น PWM ที่ได้จะมีความกว้างพัลส์ไม่สมมาตรตลอดรูปคลื่น ทำให้ยากในกรณีที่จะเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อสร้างรูปคลื่นดังกล่าว ซึ่งปัญหานี้เมื่อก่อนไม่มีเพราะเราใช้การมอดูเลตแบบจริงๆ ด้วยวิธีอนาล็อก แต่ในปัจจุบันผู้สร้างมักใช้คอมพิวเตอร์มาเป็นตัวควบคุมสั่งการ และการผลิตคลื่น PWM ก็มาจากไมโครโปรเซสเซอร์ซึ่งจะทำงานตามโปรแกรมที่เขียนไว้ ไม่ได้เกิดจากการมอดูเลตจริงๆ ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงทำให้มีผู้คิดค้นนำเอาหลักการของการสุ่มตัวอย่างและคงไว้ (sampling and hold) มาดัดแปลงคลื่นรูปไซน์ซึ่งไม่เป็นเชิงเส้นให้กลายเป็นคลื่นขึ้นบันไดแบบไซน์ที่มีการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันที่เป็นแบบแผนและแน่นอนดังแสดงไว้ดังรูปที่ 2.6 ทั้งนี้ค่าความถี่ของการสุ่มตัวอย่างจะเท่ากับความถี่พาหะ



รูปที่ 2.6 หลักการของ PWM ที่มีการสุ่มตัวอย่างแบบเอกรูป
(Uniform sampling PWM principle)

ผลของการมอดูเลตจะได้คลื่น PWM ที่มีความกว้างของพัลส์เกิดความสมมาตรกันทั้ง 2 ด้าน ซึ่งง่ายต่อการเขียนโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ผลิตสัญญาณดังกล่าวออกมา

ข้อดีอีกข้อหนึ่งของสัญญาณ PWM แบบนี้ก็คือการแก้ไขข้อเสียในเรื่องของบริเวณช่วงเปลี่ยนจากความเป็นเชิงเส้นสู่ความไม่เป็นเชิงเส้น (linear to non linear transition region) ซึ่งจะได้กล่าวถึงดังต่อไปนี้

โดยปกติสัญญาณ PWM ที่เกิดจากคลื่นไซน์ เมื่อเราเปลี่ยนค่า m จาก 0 ถึง 1 การเปลี่ยนแปลงของแรงดันจะเป็นไปอย่างเป็นเชิงเส้น แต่ทันทีที่ค่า $m = 1$ ช่องว่างระหว่างพัลส์หรือที่เราเรียกว่าความกว้างนอตซ์ตรงช่วงกลางคลื่น PWM จะหายไปอย่างทันทีทันใด เป็นผลให้เกิดกระแสเสิร์จ (surge current) หรือเกิดการกระชากกระแสซึ่งจะเป็นผลโดยตรงไปยังแรงบิดเมื่อนำมาควบคุมมอเตอร์ที่จะเกิดการกระชากด้วยเช่นกัน นอกจากนี้ถ้าหากวงจรมีวงจรเปลี่ยนการนำกระแสเป็นแบบบังคับ ปัญหาอีกอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นก็คือ การเปลี่ยนการนำกระแสจะล้มเหลว สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ในวงจร ปัญหา ก็จะมีเช่นกันเพราะทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่มีความไวต่อกระแสกระชาก ผลเสียหายจึงเกิดขึ้นได้ นอกจากนี้เราให้ m เพิ่มขึ้นต่อไปเรื่อยๆ จนกระทั่งสัญญาณ PWM กลายเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม เราพบว่า การเพิ่มขึ้นของแรงดันในช่วงนี้จะไม่เป็นเชิงเส้น และฮาร์มอนิกส์ก็จะมากขึ้น มอเตอร์ก็จะมีกำลังสูญเสียมากขึ้น

ปัญหานี้จะไม่เกิดเมื่อใช้ PWM ที่มีการสุ่มแบบเอกรูป (uniform simplify PWM) เนื่องจากเพราะว่าความกว้างนอตซ์ตรงกลางรูปคลื่นถูกลบไปตั้งแต่ต้น และลักษณะของรูปคลื่นก็เป็นเอกรูปที่มีลักษณะเช่นเดียวกันไม่ว่า m จะมากน้อยเท่าใด ซึ่งผิดจากคลื่นรูปไซน์ ทั้งนี้สามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 การเปลี่ยนแปลงของค่า m

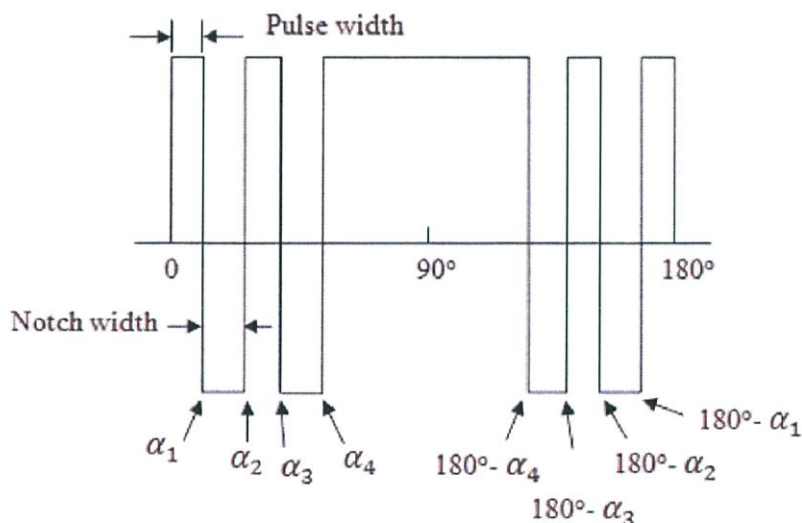
จากรูปจะเห็นได้ว่าไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่า m อย่างไร รูปคลื่นของคลื่นที่เป็นเอกรูป (uniform wave) ก็ยังจะมีสัดส่วนของการเปลี่ยนแปลงเท่ากันทั้งรูปคลื่น ในขณะที่คลื่นรูปไซน์จะมีสัดส่วนการเปลี่ยนแปลงตรงกลางมากกว่าตรงริมทั้ง 2 ด้านซึ่งส่งผลให้การเปลี่ยนแปลงหลังจาก

ความกว้างนอตช์หายไปมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นปัญหาเรื่องกระแสกระชากและแรงบิดกระชากจึงหมดไปเมื่อใช้คลื่นเอกรูป อย่างไรก็ตามเราพบว่าฮาร์มอนิกส์ของ PWM แบบนี้จะมีมากกว่า PWM ที่มอดูเลตจากคลื่นไซน์โดยตรง

2.3.2 รูปคลื่น PWM แบบลดค่าฮาร์มอนิกส์ที่ไม่ต้องการ

ฮาร์มอนิกส์ (Harmonic) คือ ส่วนเกินของสัญญาณที่ไม่ต้องการ เป็นส่วนประกอบแฝงที่เข้ามาผสมกับรูปคลื่นสัญญาณไซน์ อาจอยู่ในรูปของสัญญาณหรือในรูปปริมาณช่วงคาบใดๆ ซึ่งมีความถี่เป็นจำนวนเท่า จากความถี่มูลฐานของระบบไฟฟ้า เช่น ความถี่หลักของระบบไฟฟ้าบ้านเรามีค่า 50 เฮิร์ตซ์ เป็นลำดับที่ 1 เมื่อฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 3 มีค่าความถี่ 150 เฮิร์ตซ์ และเมื่อฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 5 มีค่าความถี่ 250 เฮิร์ตซ์ เข้ามาผสมในระบบทำให้คลื่นเปลี่ยนแปลงไป โดยขนาดของคลื่นฮาร์มอนิกส์จะขึ้นอยู่กับเงื่อนไขหลายประการคือ ชนิดการควบคุมเป็น PWM ติดตั้งรีแอคเตอร์ปรับปรุงเพาเวอร์แฟคเตอร์หรือไม่ ความถี่ขาออกที่จ่ายให้โหลด และขนาดของกระแสโหลด

ก่อนอื่นในหัวข้อนี้จะพูดถึงการกำจัดฮาร์มอนิกส์โดยการกำหนดมุมนอตช์ α ในรูปคลื่น PWM ให้เหมาะสม เราจะสามารถกำจัดฮาร์มอนิกส์ได้ โดยพิจารณารูปคลื่น PWM จากรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 รูปคลื่น PWM ที่จะใช้วิธีการกำจัดฮาร์มอนิกส์

ทฤษฎีการวิเคราะห์รูปคลื่นแบบฟูเรียร์หาค่าตอบเชิงตัวเลข จะสามารถแก้สมการเหล่านี้ได้ ซึ่งทำให้เราสามารถกำหนดมุม α_1 , α_2 และ α_3 เพื่อให้ฮาร์มอนิกส์ต่างๆถูกกำจัดไปตามที่ต้องการ

2.3.3 รูปคลื่น PWM แบบลดค่าการกระเพื่อมของกระแส

ที่จริงแล้ววิธีการสร้าง PWM แบบกำจัดฮาร์มอนิกส์ที่ไม่ต้องการก็ถือได้ว่าเป็นวิธีที่ดี แต่วิธีดังกล่าวก็ยังมีข้อเสีย เนื่องจากว่าการที่เราลดฮาร์มอนิกส์บางฮาร์มอนิกส์ไว้กลับทำให้ฮาร์มอนิกส์อื่นปรากฏมากขึ้นดังตัวอย่างในหัวข้อที่ผ่านมา จึงมีการศึกษาเพื่อแก้ไขเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นและพบว่าความจริงที่ว่าค่าความสูญเสียในตัวมอเตอร์เนื่องจากฮาร์มอนิกส์ต่างๆไม่ได้เกิดจากฮาร์มอนิกส์แรงดัน แต่เกิดจากฮาร์มอนิกส์กระแส และไม่ได้เกิดจากฮาร์มอนิกส์ใดฮาร์มอนิกส์หนึ่ง แต่เกิดจากผลรวมของกระแสฮาร์มอนิกส์ทุกตัวรวมกันที่เราเรียกว่า กระแสกระเพื่อม (ripple current) จากทฤษฎีวงจรไฟฟ้า เราสามารถหาค่าของกระแสกระเพื่อมนี้ได้จากสมการ

$$I_{ripple} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=3}^{\infty} I_{nm}^2} \quad (2.2)$$

$$I_{nm} = \frac{V_n}{\sqrt{R_n^2 + (n\omega_s L)^2}} \quad (2.3)$$

เมื่อ I_{nm} คือ ขนาดของค่ายอดกระแสที่ค่าฮาร์มอนิกส์ที่ n

V_n คือ ขนาดของค่ายอดกระแสที่ค่าฮาร์มอนิกส์ที่ n

R_n คือ ค่าความต้านทานของตัวนำหรือขดลวดที่ฮาร์มอนิกส์ที่ n

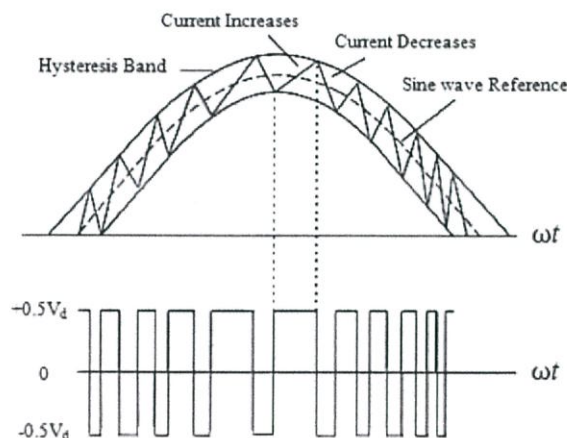
ซึ่งเกิดจากปรากฏการณ์ทางผิวที่ความถี่ต่างกัน

$n\omega_s L$ คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลที่ฮาร์มอนิกส์ที่ n

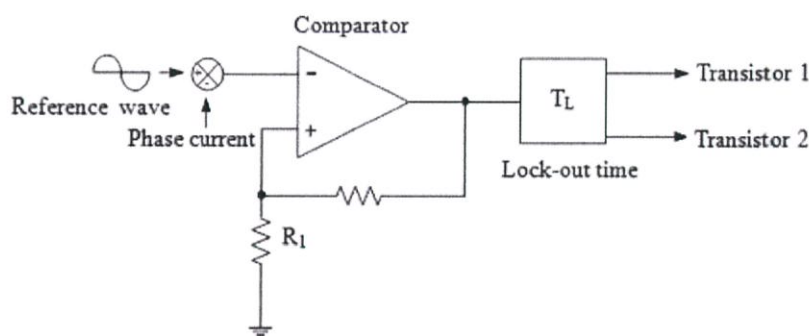
2.3.4 รูปคลื่น PWM ที่สร้างจากการปรับตัวของกระแส

รูปคลื่น PWM ที่ได้กล่าวถึงทั้งหมดข้างต้นเกิดจากการสมมุติฐานที่ว่า แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงมีความแข็งแรงมาก กล่าวคือ เรียบและไม่กระเพื่อม แต่ในความเป็นจริงอาจไม่เป็นเช่นนั้น โดยเฉพาะในกรณีที่โหลดดึงกระแสมากๆ ซึ่งจะส่งผลให้ประจุที่เก็บไว้ที่คาปาซิเตอร์ในวงจรเชื่อมโยงกระแสตรงมีการเปลี่ยนแปลงสูง และส่งผลถึงการกระเพื่อมของแรงดันและกระแสในที่สุด การที่จะแก้ปัญหานี้ได้ต้องเพิ่มค่าของคาปาซิเตอร์ให้ใหญ่ขึ้นมากๆ ซึ่งอาจไม่เหมาะสมในเชิงเศรษฐศาสตร์ จึงมีการคิดวิธีการที่จะลดสภาวะการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลเข้าไหลออกวิธีหนึ่ง ซึ่งก็คือการติดตามกระแสโหลดแล้วนำกระแสโหลดนั้นมาเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง หลังจากนั้นก็เอาผลของ

การเปรียบเทียบที่ได้ไปสร้างแรงดันรูปคลื่น PWM เพื่อป้อนให้กระแสไหลตปรับตัวตามกระแสอ้างอิงอีกทีหนึ่ง หลักดังกล่าวแสดงไว้ในรูปที่ 2.9 โดยมีวงจรควบคุมการสร้างสัญญาณไบแอสทรานซิสเตอร์เพื่อให้ได้รูปคลื่น PWM ตามรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.9 หลักการสร้างสัญญาณ PWM จากการปรับตัวของกระแสไหลตเมื่อเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง



รูปที่ 2.10 วงจรสร้างสัญญาณ PWM ด้วยการปรับตัวของกระแส

จากรูปจะเห็นว่าชุดควบคุมจะสร้างสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ขึ้นมา แล้วนำไปเปรียบเทียบกับกระแสไหลต จากนั้นก็นำผลที่ได้ไปเข้าวงจรเปรียบเทียบที่มีช่วงฮิสเตอร์ซิส ซึ่งก็จะทำได้อสัญญาณ PWM ออกมาดังรูปที่ 2.9 ส่วนวงจรล็อกเอาท์ไทม์ (Lock-out time) มีไว้เพื่อแยกสัญญาณการไบแอสทรานซิสเตอร์ของชุดบนและชุดล่างให้เป็นอิสระต่างกัน ทั้งนี้เพื่อป้องกันการที่ทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัวดังกล่าวถูกกระตุ้นให้ทำงานพร้อมกัน ซึ่งจะส่งผลให้เกิดลัดวงจรที่วงจรเชื่อมโยงกระแสตรงผ่านทรานซิสเตอร์ดังกล่าว

พิจารณาจากรูปที่ 2.9 เส้นประทั้งสามเส้นบอกถึงค่าจำกัดล่างของกระแสไหลตสำหรับเส้นประล่างค่ากระแสอ้างอิงสำหรับเส้นประที่อยู่ตรงกลาง และค่าจำกัดบนของกระแสไหลตสำหรับเส้นประบน ช่วงต่างๆเหล่านี้ถูกกำหนดด้วยวงจรเปรียบเทียบแบบฮิสเทอรีซิส ส่วนเส้นทึบแสดงกระแสไหลตสำหรับจริง จากรูปสมมุติว่ากระแสไหลตกำลังเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ แต่ทันทีที่กระแสไหลตเริ่มเกินค่าจำกัดบน แรงดันที่ขั้วลบของออปแอมป์ในรูปที่ 2.10 จะมากกว่าแรงดันที่ขั้วบวกซึ่งตอนนี้จะมีค่าเท่ากับ V_H (แรงดันจำกัดบน) ส่งผลให้แรงดันด้านขาออกของออปแอมป์เปลี่ยนจากค่าบวกเป็นค่าลบในทันทีและจะส่งผลให้แรงดันที่คร่อม R_1 เปลี่ยนไปเป็นค่าลบด้วย โดยค่าใหม่นี้จะเป็นแรงดันจำกัดล่างซึ่งจะกล่าวถึงต่อไป หันกลับมาที่แรงดันขาออกของออปแอมป์ ซึ่งถูกเปลี่ยนจากบวกเป็นลบ สัญญาณดังกล่าวจะนำไปกระตุ้นให้ทรานซิสเตอร์ตัวกลางของเฟสนั้นทำงานและหยุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ตัวบน และจากรูปที่ 2.8 ก็จะทำให้เห็นว่าแรงดันขาออกก็จะเปลี่ยนจาก $+0.5V_d$ ไปเป็น $-0.5V_d$ แรงดันลบนี้จะดึงกระแสลงมาจากกระทั่งถึงขีดจำกัดล่าง สัญญาณขาออกก็จะถูกสวิตช์กลับไปเป็นบวกเหมือนเดิม กระแสไหลตก็จะถูกดึงให้มากขึ้น และการทำงานจะเป็นลักษณะนี้ไปเรื่อยๆ ซึ่งเราเรียกว่าการติดตามกระแส (current tracking) และผลก็คือรูปคลื่น PWM ที่แสดงไว้ในรูป 2.8 ซึ่งจะทำให้กระแสไหลตใกล้เคียงกระแสอ้างอิงมากที่สุด โดยไม่ต้องคำนึงถึงความอ่อนไหวของวงจรเชื่อมโยงกระแสตรงอีกต่อไป สำหรับอัตราการเพิ่มและการลดของกระแสไหลตหาได้จาก

$$\frac{di}{dt} = \frac{0.5V_d - V_{cm}\sin\omega_s t}{L} \quad (2.4)$$

โดย $V_{cm}\sin\omega_s t$ คือ แรงดันเหนี่ยวนำต้านกลับที่เกิดขึ้นในมอเตอร์

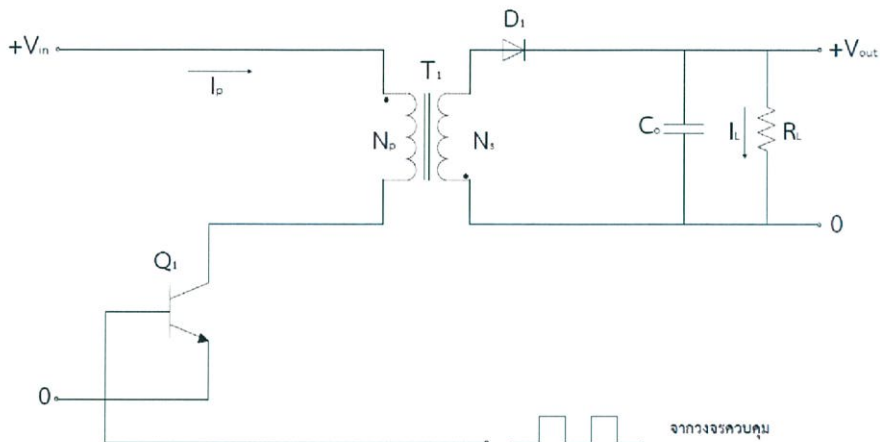
2.4 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันไว้ได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีและข้อเสียต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

1. ลักษณะการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. แรงดันอินพุตที่นำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของคอนเวอร์เตอร์

จากข้อพิจารณาดังกล่าว จะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์และตัดสินใจเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดได้ วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันมี 5 แบบด้วยกันคือ

2.4.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



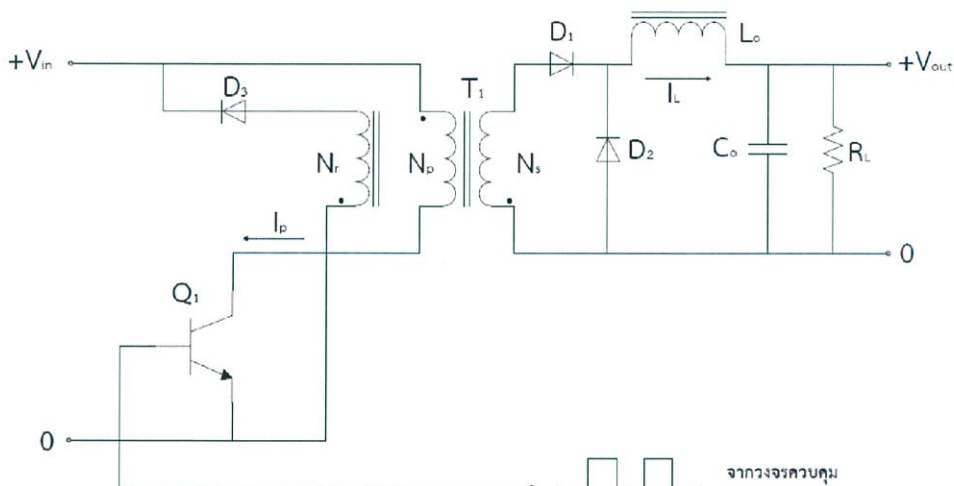
รูปที่ 2.11 วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

การทำงานจากรูปที่ 2.11 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้ทางขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดขดไฟโพรมารี่และขดเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟโพรมารี่ของหม้อแปลง T_1 แทน เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T_1 จะยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟโพรมารี่และเซคันดารี D_1 ก็จะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟโพรมารี่ของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจํานวนรอบของหม้อแปลง และค่าของแรงดันที่อินพุต ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงมากนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์น้อยและมีราคาถูก

2.4.2 พอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.12 เห็นได้ว่าพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่พื้นฐานการทำงานจะแตกต่างกัน คือ หม้อแปลงในพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส ซึ่งจะต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ที่หม้อแปลงจะทำการสะสมพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

นำกระแสแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไปขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้

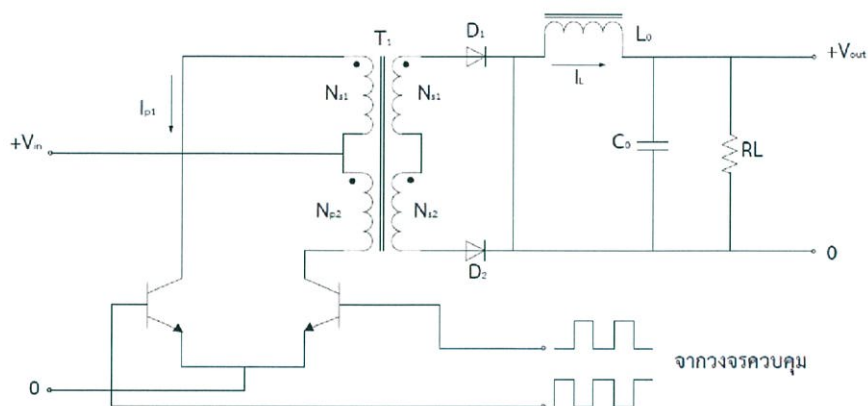


รูปที่ 2.12 วงพื้นฐานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไป เมื่อ Q_1 นำกระแส จะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดไพรมารี N_p และตัวมันเอง เนื่องจากหม้อแปลง T_1 ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดไพรมารีและเซคันดารีให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นไดโอด D_1 จึงถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่เซคันดารี N_s ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_0 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ขณะที่กระแสไหลผ่าน L_0 จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย ส่วนไดโอด D_2 จะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับ จึงไม่มีการนำกระแสเช่นเดียวกับไดโอด D_3 เนื่องจากขดตีแมกเนไตซึ่ง N_r ถูกพันไว้ในทิศตรงข้ามกับขดไพรมารี N_p ไดโอด D_3 จึงอยู่ในลักษณะไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหล เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลจากขดเซคันดารี N_s แต่ในขณะเดียวกันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน L_0 จะถูกถ่ายเทออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D_2 ไปยังตัวเก็บประจุ C_0 และโหลดได้ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็กที่ตกค้างภายในหม้อแปลงจะมีการยุบตัวและกลับขึ้นแรงดันที่ขด N_p , N_s และ N_r ไดโอด D_3 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีการถ่ายเทพลังงานที่เหลือค้างนี้ออกไปได้ ขดลวดตีแมกเนไตซึ่ง N_r และไดโอด D_3 นี้มีความสำคัญมาก เพราะถ้าหากไม่มีการถ่ายเทพลังงานที่ตกค้างออกไปจากขดไพรมารี ในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแสอีกครั้ง สนามแม่เหล็กที่หลงเหลืออยู่จะทำให้ Q_1 เป็นอันตรายได้

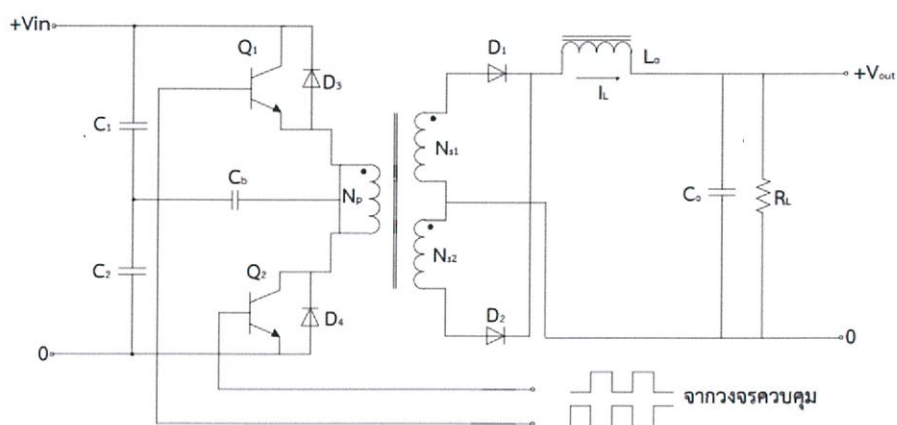
2.4.3 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์(Push-Pull converter)



รูปที่ 2.13 วงจรพื้นฐานของพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

จากรูป Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานโดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลา ในขณะที่ Q_1 นำกระแสจะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดไพรมารี N_{p1} และไดโอด D_1 จะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด D_2 จะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดไพรมารี N_{s2} ผ่านไดโอด D_2 และ L_0 ไปยังตัวเก็บประจุ C_0 และโหลดในจังหวะนี้แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเป็น $2V_{in}$ ในทำนองเดียวกันขณะที่ Q_2 นำกระแส Q_1 และ D_2 จะไม่นำกระแสเนื่องจากถูกไบแอสกลับ D_1 ซึ่งถูกไบแอสตรงจํานำกระแสจากขดเซคันดารี N_{s1} ผ่าน L_0 ไปยังตัวเก็บประจุ C_0 และโหลด จะเห็นได้ว่าในหนึ่งคาบเวลาการทำงาน ขดเซคันดารีจะให้กระแสไหลผ่าน L_0 ได้ถึงสองครั้ง พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้มากเป็นสองเท่าของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ค่ากระแสสูงสุดด้านไพรมารีที่มีค่าเท่ากัน และโหลดมีกระแสไหลต่อเนื่องตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ

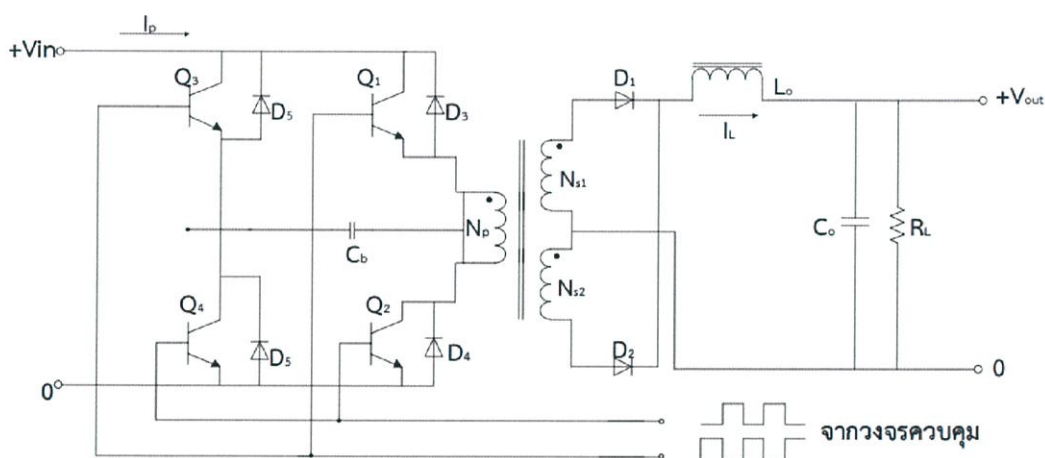
2.4.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.14 วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดอยู่ในตระกูลเดียวกับพุลสคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรที่มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแส น้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น และลดการเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ได้ จากรูปที่ 2.14 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q_1 และ Q_2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้นั้นมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุลสคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขณะทำงานที่ขดลวดไพรมารีจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเนื่องจากผลของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็น การจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้อยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.4.5 พุลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.15 วงจรพื้นฐานของพุลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

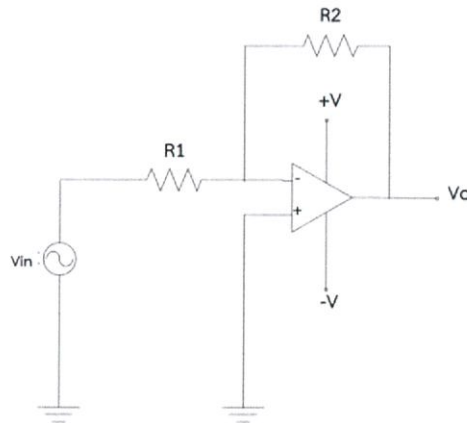
จากรูปที่ 2.15 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ โดย Q_1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_3 กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของพุลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีเท่ากับแรงดันอินพุต แต่แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้น และค่ากระแสสูงสุดที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้นมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่ากระแสสูงสุดในฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน เนื่องจากข้อจำกัดด้านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดน้อยลงไป กำลังงานสูงสุดที่ได้จากพุลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูง ตั้งแต่ 500 ถึง 1000 วัตต์

2.5 การขยายสัญญาณ

ออปแอมป์เป็นไอซีวงจรรวมประเภทหนึ่ง มีขาใช้งาน 3 ขาคือ ขาที่หนึ่งคือขาสัญญาณขาเข้าที่ให้สัญญาณออกมีค่าตรงกันข้าม ขาที่สองคือ ขาสัญญาณขาเข้าที่ให้สัญญาณขาออกมีค่าเหมือนเดิม (Non-inverting point) และขาที่สามคือขาสัญญาณออกโดยใช้ไฟเลี้ยงเป็นวงจรไฟเลี้ยงคู่คือบวก ลบ และกราวด์ ไอซีออปแอมป์ในอุดมคติมีคุณสมบัติเด่นคือด้านอินพุตมีค่าความต้านทานสูงทางด้านเอาต์พุตมีค่าความต้านทานต่ำ ค่าแรงดันด้านเอาต์พุตของวงจรจะเป็นไปได้ทั้งค่าบวกและลบและค่าอัตราขยายสูงจึงทำให้เป็นที่นิยมใช้เป็นวงจรขยายแรงดันในลักษณะต่างๆ เช่น วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส วงจรขยายแบบกลับเฟส วงจรขยายความแตกต่าง วงจรบวกเพิ่มแรงดัน และวงจรอินทิเกรเตอร์ เป็นต้น

2.5.1 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

เป็นวงจรขยายสัญญาณโดยมีการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาอินเวอร์ตติ้งหรือขาลบ ซึ่งจะให้สัญญาณเอาต์พุตมีลักษณะที่เหมือนกับสัญญาณอินพุต แต่กลับเฟสกัน และอัตราการขยายของวงจรชนิดนี้จะมีค่าตั้งแต่หนึ่งเท่าขึ้นไป



รูปที่ 2.16 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสเป็นวงจรขยายสัญญาณที่ให้สัญญาณเอาต์พุตตรงกันข้ามกับสัญญาณอินพุต โดยสัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุตจะมีเฟสของสัญญาณต่างกับด้านอินพุต 180 องศา รูปที่ 2.16 จากวงจรจะเห็นว่าขาอินเวอร์ตติ้ง (Non-Inverting) ถูกเชื่อมต่อกับจุดของกราวด์ (Ground) โดยที่ป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาอินเวอร์ตติ้ง (Inverting) และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) คือกระแสที่ไหลเข้าโหนดเท่ากับกระแสที่ไหลออกโหนด ได้สมการดังนี้

$$I_{in} = I_{R2} \quad (2.5)$$

เขียนให้อยู่ในรูปของสมการแรงดัน

$$\frac{V_m - V_A}{R_1} = \frac{V_A - V_{out}}{R_2} \quad (2.6)$$

จากความสัมพันธ์ทางอุดมคติของออปแอมป์ V_A เป็นจุดเสมือนกราวด์มีค่าเท่ากับศูนย์

$$\frac{V_m}{R_1} = \frac{-V_{out}}{R_2} \quad (2.7)$$

จากสมการที่ 2.7 จะได้แรงดันทางด้านออก V_{out} มีค่าเท่ากับอัตราขยายแรงดันของสัญญาณ มีค่าเท่ากับ

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R_f}{R_A} \quad (2.8)$$

2.6 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรผลิตความถี่หรือที่เราเรียกว่าวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถที่จะอธิบายได้ดังนี้ วงจรผลิตความถี่ที่เป็นวงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่ในการผลิตสัญญาณไฟฟ้าที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลา โดยแบ่งออกเป็นลักษณะของสัญญาณไฟฟ้า เช่น สัญญาณไซน์แบบ Sinusoidal สัญญาณ Square สัญญาณ Triangle และสัญญาณ Sawtooth โดยหน้าที่ของวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นก็สามารถที่จะนำไปใช้งานได้หลากหลายรูป เช่น วงจรสร้างสัญญาณไฟฟ้าไปใช้ในการควบคุมระบบ วงจรสร้างสัญญาณโดยนำสัญญาณเพื่อตัวกำหนดช่วงเวลาที่ถูกต้องแน่นอนแกว่งจร หรือวงจรที่สร้างสัญญาณโดยสร้างความถี่ขึ้นมาเพื่อนำไปใช้งานในย่านความถี่ที่เราต้องการใช้งาน

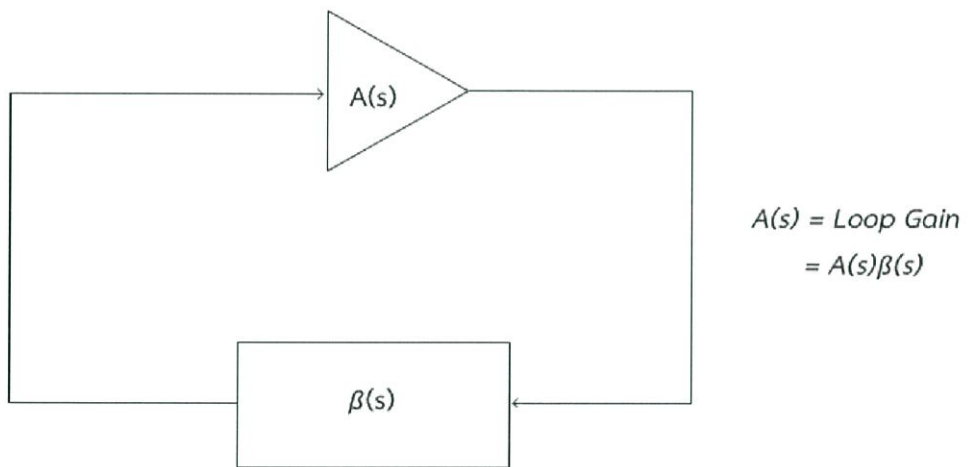
ในโครงการจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ทำหน้าที่สร้างวงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายสูงเช่น ออปแอมป์ต่อกับ RC หรือ LC ในลักษณะป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ลักษณะควบคุมได้ โดยการปรับค่าความต้านทาน (R) และค่าความเก็บประจุ (C) บางตัวในวงจร ทั้งนี้จะต้องให้สอดคล้องกับเงื่อนไขเฉพาะที่จะทำให้เกิดการแกว่ง (Oscillation) ขนาดของสัญญาณรูปไซน์ที่ถูกสร้างขึ้นจะถูกจำกัด

โดยย่นการทำงานเชิงเส้นของวงจรรขยายที่ใช้ วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ลักษณะนี้จึงถูกเรียกว่าเป็น วงจรกำเนิดสัญญาณแบบเชิงเส้น (Linear Oscillators)

วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ใดๆ จะต้องมีการสร้างพื้นฐานดังแสดงในรูปที่ 2.17 จากรูป $A(s)$ และ $B(s)$ เป็นอัตราขยายเดินหน้า (Forward) และ อัตราขยายป้อนกลับ (Feedback) ตามลำดับ เงื่อนไขที่สำคัญที่จะทำให้วงจรมีเกิดการแกว่งได้นั้นจะเรียกว่า เกณฑ์ของ Barkhausen ซึ่งขึ้นอยู่กับ อัตราขยายวงรอบ (Loop Gain) ของวงจรถือ $A_L = A(s)\beta(s)$ เกณฑ์ของ Barkhausen ประกอบด้วยเกณฑ์ที่สำคัญสองประการคือ

$$\text{เกณฑ์ของเฟส} \quad \angle A_L(j\omega_0) = 0 \pm 360^\circ \quad (2.9)$$

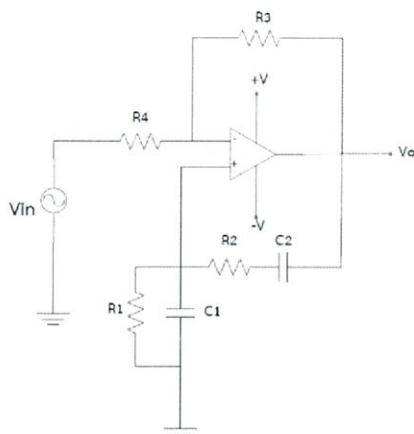
$$\text{เกณฑ์ของอัตราขยาย} \quad |A_L(j\omega_0)| \geq 1 \quad (2.10)$$



รูปที่ 2.17 วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ ซึ่งมีการป้อนกลับแบบบวก

ผลทางกายภาพที่เกิดขึ้นจากเกณฑ์ทั้งสองนี้ก็คือ สัญญาณขาออก V_o ที่ความถี่ f_0 มีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณ V_i ที่ถูกป้อนเข้าที่ขาขาของวงจรรขยาย A เมื่อวนกลับมาครบรอบ แต่จะมี แอมพลิจูดที่ใหญ่กว่าเดิม กล่าวอีกอย่างหนึ่งก็คือวงจรมีการป้อนกลับแบบบวกที่ความถี่ f_0 นั่นเอง ด้วยเกณฑ์ทั้งสองนี้วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์จึงสามารถกำเนิดและรักษาการแกว่งของ สัญญาณได้

2.6.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเวนบริดจ์



รูปที่ 2.18 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเวนบริดจ์

รูปที่ 2.18 เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเวนบริดจ์ (Wien-bridge Oscillator) ถูกต่อเป็นวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส โดยมี R_3 และ R_4 เป็นตัวรับอัตราขยายแบบลูปปิดเพื่อให้เกิดสัญญาณไซน์และ C_1 , R_1 , C_2 และ R_2 เป็นโคตรงข่ายป้อนกลับ โดยความถี่ของการกำเนิดสัญญาณสามารถหาได้จาก

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.11)$$

ถ้าเรากำหนดให้ $R_1 = R_2 = R$ และ $C_1 = C_2 = C$ จากสมการ 2.12 สามารถลดรูปได้เป็น

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.12)$$

ซึ่งวงจรขยายต้องมีอัตราขยายเท่ากับ 3 เพื่อให้เป็นไปตามเงื่อนไขของ Barkhausen's Criteria หาได้จากสมการ

$$A = 1 + \frac{R_3}{R_4} = 3 \quad (2.13)$$

หรือ

$$R_3 = 2R_4 \quad (2.14)$$

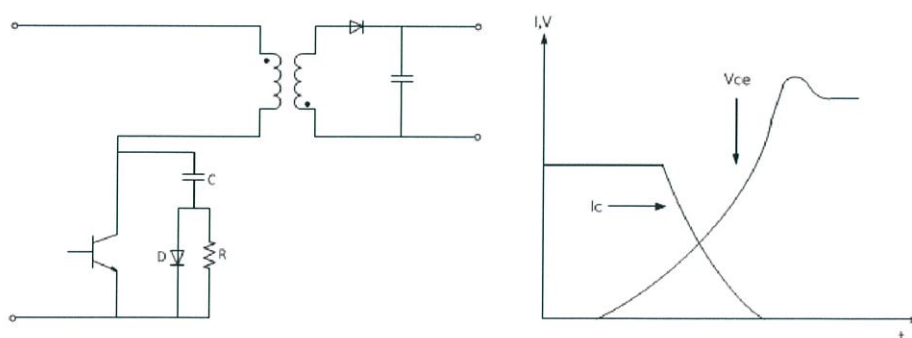
2.7 วงจรสับเบอ์

วงจรสับเบอ์เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาเพื่อลดการเกิดกำลังงานที่สูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรขณะทำงานปกติ ตัวอย่างการทำงานวงจรสับเบอ์กับทรานซิสเตอร์ โดยวงจรสับเบอ์อาจแบ่งออกเป็นสองลักษณะคือวงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส และวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอ์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และไดโอด โดยการออกแบบวงจรสับเบอ์ให้มีความเหมาะสม จะสามารถช่วยให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานอย่างมีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น

2.7.1 หลักการทำงานของวงจรสับเบอ์

กำลังสูญเสียจะมีค่าสูงมากในขณะที่ทรานซิสเตอร์ในขณะเปลี่ยนการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส นั้น กระแสก่อนเกิดทรานซิสเตอร์จะเริ่มหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงมีค่าสูง เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ อาจจะทำได้โดยการต่อวงจรสับเบอ์เข้ากับทรานซิสเตอร์

การทำงานของวงจร RCD สับเบอ์ช่วงที่หยุดนำกระแส คือเมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุและไดโอด วงจรสับเบอ์นั้นทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุด้วย แรงดันที่ตกคร่อมจะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าหากตัวเก็บประจุมีค่ามากพอ การเพิ่มของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวทรานซิสเตอร์ได้



รูปที่ 2.19 การต่อวงจรมอบเบอ์ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

ขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง ตัวเก็บประจุจะคายประจุ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุจึงลดต่ำลงไปได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน

ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C_1 = \frac{I_{P(PK)} t_{off}}{2V_m} \quad (2.15)$$

$$R_1 = \frac{t_{on(min)}}{2C_1} \quad (2.16)$$

เมื่อ $I_{P(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์

V_m คือ ค่าแรงดันอินพุต

$t_{on(min)}$ คือ ช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์

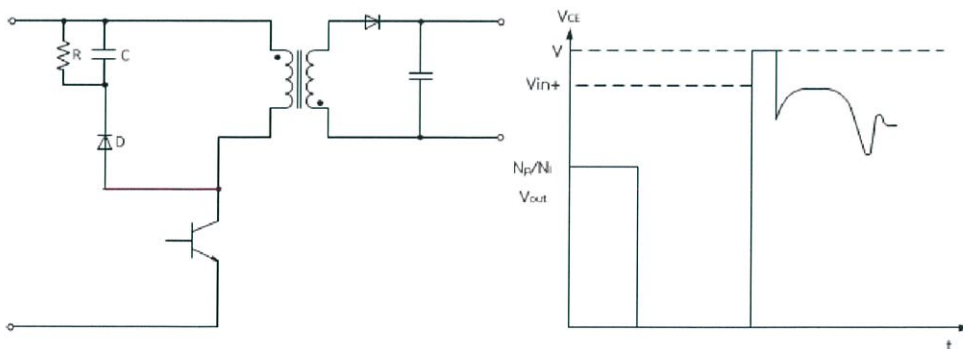
t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูงโดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 หาได้จาก

$$P_D = \frac{C_1 (2V_m)^2}{2T} \quad (2.17)$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เมื่อนำเอาวงจрсันเบอรัใช้ในการป้องกันเสียหายของทรานซิสเตอร์ขณะทำงานเมื่อเกิดกระแสเกิน โดยป้องกันค่าแรงดันที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สันเบอรัเพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 การต่อวงจรสันเบอรัป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดกระแสสูงสุดตกคร่อมทรานซิสเตอร์

การทำงานของวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุจะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอดจากค่าแรงดัน ค่าของตัวต้านทานจะทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุนั้นต่ำกว่าค่าแรงดัน เนื่องจากแรงดันดังกล่าวเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันมีค่าลดลงตัวเก็บประจุจะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน แรงดันที่ตกคร่อมคอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ อาจกล่าวได้ว่าวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินนั้นทำงานโดยถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันที่เกิดชั่วขณะไปไว้ที่ตัวเก็บประจุแทน

2.8 แบตเตอรี่

แบตเตอรี่เป็นอุปกรณ์จัดเก็บและจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆโดยทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงพลังงานเคมีให้เป็นพลังงานไฟฟ้า โดยภายในเซลล์เกิดปฏิกิริยาการถ่ายโอนอิเล็กตรอนจากสารหนึ่งไปอีกสารหนึ่ง โดยที่สารตั้งต้นไม่ได้สัมผัสกันโดยตรง ทำให้การไหลของอิเล็กตรอนผ่านตัวนำอย่างต่อเนื่อง จึงเกิดกระแสไฟฟ้าไหลในวงจร แบตเตอรี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทคือ

2.8.1 แบตเตอรี่ปฐมภูมิ

แบตเตอรี่ปฐมภูมิ คือแบตเตอรี่ที่เมื่อผ่านการใช้งานแล้วไม่สามารถนำกลับมาชาร์จประจุเพื่อกลับมาใช้ใหม่ได้ เช่น ถ่านไฟฉายต่างๆไป นิยมทำจากสังกะสี คาร์บอน และลิเทียม เป็นต้น

2.8.2 แบตเตอรี่ทุติยภูมิ

แบตเตอรี่ทุติยภูมิ คือแบตเตอรี่ที่เมื่อผ่านการใช้งานแล้วสามารถนำกลับมาชาร์จประจุเพื่อกลับมาใช้ใหม่ได้ เช่น แบตเตอรี่รถยนต์ แบตเตอรี่มือถือ นิยมทำจากตะกั่วกรด หรือนิกเกิลแคดเมียม เป็นต้น โดยโครงสร้างแบตเตอรี่แบบตะกั่วกรดประกอบด้วย แผ่นคาโอดและแผ่นแอนโนดวางสลับกัน จุ่มอยู่ในอิเล็กโทรไลต์ที่ทำจากสารละลายกรดกำมะถัน แผ่นเพลทจะวางสลับกัน เพื่อจะได้มีพื้นที่ผิวสัมผัสกับอิเล็กโทรไลต์ได้มากขึ้น แผ่นคาโอดและแผ่นแอนโนดจะถูกป้องกันไม่ให้มีส่วนที่สัมผัสกันได้เลย แต่อิเล็กตรอนสามารถวิ่งจากแผ่นหนึ่งไปผ่านสารละลายไปยังอีกแผ่นหนึ่งได้ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าขึ้น ความต่างศักย์ไฟฟ้าระหว่างแผ่นคาโอดและแผ่นแอนโนดจะขึ้นอยู่กับปฏิกิริยาที่เกิดขึ้นจากชนิดของสารที่ใช้ทำแผ่นคาโอด แอนโนดและชนิดของสารละลาย แต่ปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ได้จะขึ้นอยู่กับพื้นที่ของแผ่นคาโอดและแอนโนด ระยะระหว่างแผ่นและความเข้มข้นของสารละลาย

ความจุในแบตเตอรี่นั้นมักจะวัดหน่วยเป็นแอมป์ต่อชั่วโมง โดยกำหนดเวลาคงที่แล้วทำการวัดกระแสไฟฟ้าที่จ่ายออกมาในช่วงเวลาดังกล่าว โดยต้องมีการระบุด้วยว่าค่าความจุที่วัดได้นี้วัดที่ กำหนดเวลาเท่าใด เช่น แบตเตอรี่ลูกหนึ่งจ่ายกระแสไฟฟ้า 10 แอมป์ ในเวลา 8 ชั่วโมง จะมีความจุ 80 แอมป์ ถ้าในเวลา 8 ชั่วโมงใช้แบตเตอรี่ ลูกนี้จ่ายกระแสไฟฟ้า 20 แอมป์ จะวัดความจุได้น้อยกว่า

80 แอมป์ แต่ถ้าในเวลา 8 ชั่วโมงใช้แบตเตอรี่ลูกนี้จ่ายกระแสไฟฟ้า 5 แอมป์ จะวัดความจุได้มากกว่า 80 แอมป์

การประจุเซลล์แบบตะกั่วกรดสามารถทำได้โดยการป้อนกระแสกลับทางเข้าไปในแบตเตอรี่ เพื่อบังคับให้ปฏิกิริยาเคมีที่เกิดขึ้นเกิดทางขวามือไปทางซ้ายมือ ซึ่งจะเปลี่ยนตะกั่วซัลเฟตให้กลับเป็น ตะกั่วและกรดกำมะถันตามเดิม โดยทำการต่อขั้วคาโธดและขั้วแอโนดเข้ากับขั้วบวกและขั้วลบของ แหล่งจ่ายไฟฟ้าภายนอก แรงดันของแหล่งจ่ายไฟฟ้าภายนอกนี้จะอยู่ในช่วง 1.1 ถึง 1.25 เท่าของ แรงดันของเซลล์โดยปกติ และใช้กระแสไม่เกิน 0.08 เท่าของกระแสสูงสุดของแบตเตอรี่

อัตราการคายประจุหรืออัตราการดิสชาร์จ หรือที่เรียกว่าซีเรทของแบตเตอรี่ตะกั่วกรด ไม่ควรเกิน 0.2 C หรือ 20% ของความจุ ถ้าอัตราการดิสชาร์จมากขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพที่ได้ลดลง สรุปลก็คือใช้แบตเตอรี่แบบตะกั่วกรดนี้เพียงเล็กน้อยแล้วก็ชาร์จ จึงจะทำให้มันมีอายุยืนยาวกว่า การคายประจุมากๆหรือการใช้ประจุจนหมดแล้วจึงชาร์จ โดยรอบของการใช้งานโดยทั่วไปอยู่ที่ ประมาณ 200 ถึง 300 รอบ ขึ้นอยู่กับลักษณะการใช้งาน ความลึกของการคายประจุหรือเรียกย่อๆว่า DOD การชาร์จการบำรุงรักษาและอุณหภูมิในการใช้งาน สาเหตุหลักที่ทำให้แบตเตอรี่อายุการใช้งาน ลดลงก็คือ การกักต่อน้ำที่แผ่นธาตุบวก ซึ่งการกักต่อนี้จะมากขึ้นที่อุณหภูมิสูงขึ้น

อุณหภูมิที่เหมาะสมในการใช้งานอยู่ที่ 25 องศา อุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นทุกๆ 8 องศา จะทำให้ อายุการใช้งานของแบตเตอรี่ลดลงไปครึ่งหนึ่ง เช่น แบตเตอรี่แบบ VRLA จะมีอายุถึง 10 ปี ที่อุณหภูมิ 25 องศา แต่จะลดลงเหลือ 5 ปี ที่อุณหภูมิ 33 องศา และอายุเหลือไม่ถึง 1 ปีที่อุณหภูมิ 42 องศา นอกจากนี้มันยังทำงานได้ไม่ดีในที่อุณหภูมิต่ำอีกด้วย อุณหภูมิที่ลดต่ำลงจะทำให้แบตเตอรี่ เก็บประจุได้น้อยลง ความจุของแบตเตอรี่จะลดลง 50% ทุกๆอุณหภูมิที่ต่ำลง 12 องศา

2.9 หม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง

หม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับสวิตซ์ซิ่ง เพาเวอร์ซัพพลาย จึงต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆของหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง และความเหมาะสมในการใช้งาน

2.9.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง

2.9.1.1 แกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ มีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3000 ถึง 4000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวดำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งาน และมาตรฐานในการออกแบบ

2.9.1.2 บอบบี้

บอบบี้หรือแผ่นรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบี้ส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดบัดกรี กับแผ่น PCB

2.9.1.3 ลวดทองแดงอาบน้ำยา

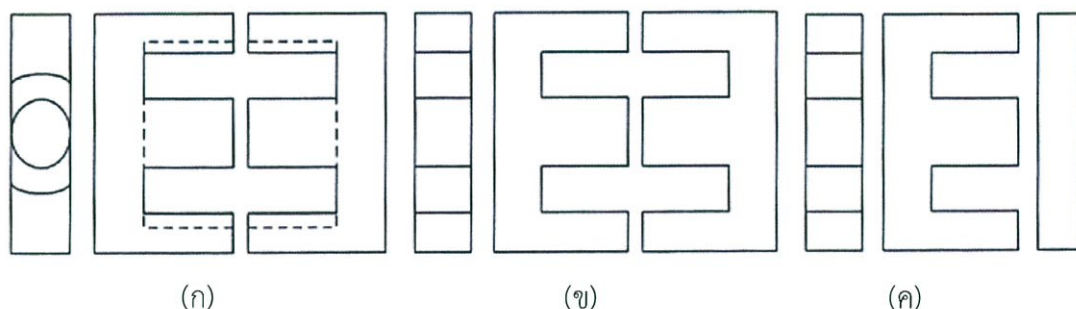
การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่ไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบี้เพื่อให้ได้จำนวนรอบตามที่ต้องการ ขนาดของลวดทองแดง ที่ใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวดความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ

2.9.1.4 เทปฉนวน

สำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารี ด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นไมลาร์ หรือโพลีเอสเตอร์ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้ขึ้นอยู่กับการใช้ขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งเป็นหลัก

2.9.2 แกนเฟอร์ไรต์และเส้นลวดในการเลือกใช้งาน

2.9.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์



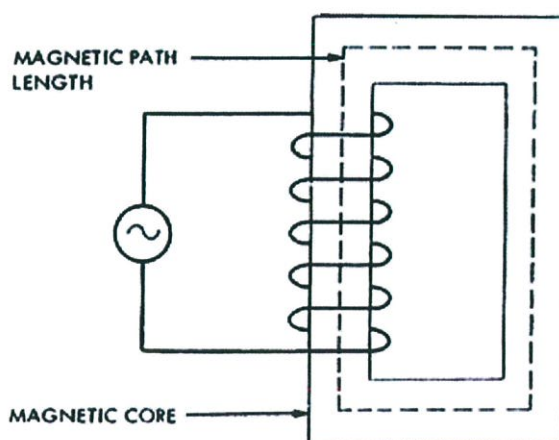
รูปที่ 2.21 ตัวอย่างขนาดแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ (ก) ETD, (ข) EE, (ค) EI

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง โดยทั่วไปจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับ บอบบิ้น เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ การประกบ แกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นนี้ทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็น วงจรบรรจบได้ ตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ

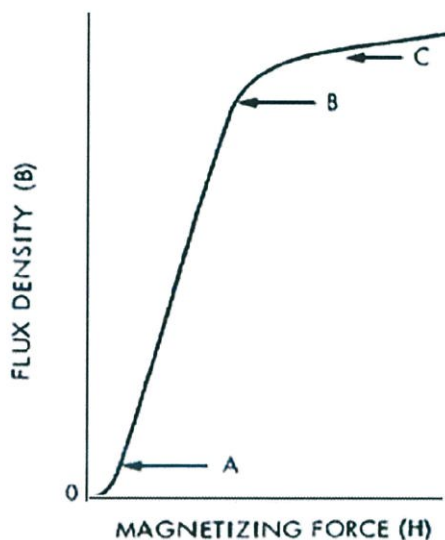
แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการ แพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอก ได้ค่อนข้างลึก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อแปลงต้องการกำลังสูง แกนที่นิยม ใช้มากสำหรับใช้กับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่ต้องการกำลังงานสูงๆจะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆให้เลือกใช้ งานได้จำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 วัตต์ อย่างไรก็ตามสัญญาณ รบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่นๆที่สามารถ นำมาใช้งานได้อีก เช่นแกน RM, PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นตามท้องตลาดทั่วไปและไม่เป็น ที่นิยม

2.9.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

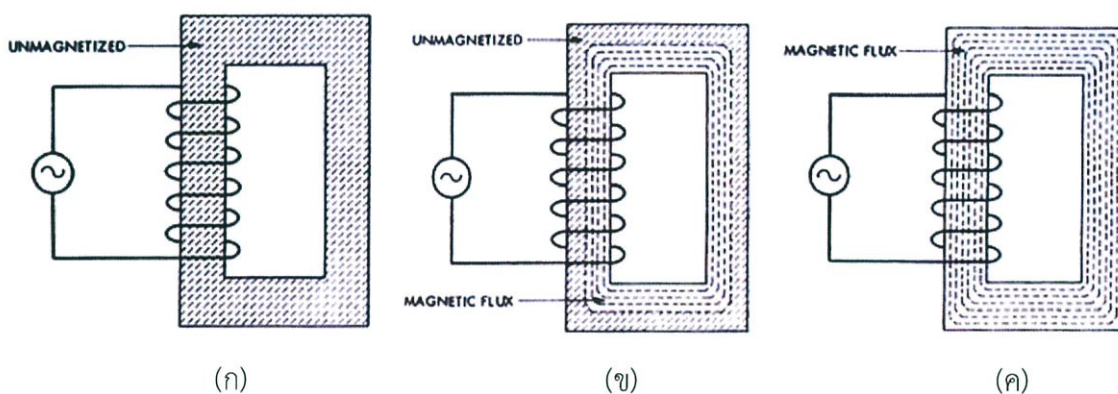
ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์ แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม



รูปที่ 2.22 วงจรที่มีแกนแม่เหล็ก



รูปที่ 2.23 ความสัมพันธ์ระหว่าง B และ H



รูปที่ 2.24 ลักษณะแกนเหล็กกับการเหนี่ยวนำ

- (ก) ลักษณะแกนที่ยังไม่เกิดการเหนี่ยวนำ
- (ข) ลักษณะแกนที่เกิดการเหนี่ยวนำบางส่วน
- (ค) ลักษณะแกนที่เกิดการเหนี่ยวนำจนอิ่มตัว

เมื่อทำการกระตุ้นสารแม่เหล็กที่นำมาทำแกนแม่เหล็กในรูปที่ 2.22 โดยสมมติให้สารเฟอร์โรแมกเนติก (ferromagnetic) ที่ใช้ไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตกค้างอยู่ก่อน เราจะได้กราฟของความสัมพันธ์ของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) และความเข้มข้นสนามแม่เหล็ก (H) ดังรูปที่ 2.23 จะเห็นว่าปรากฏการณ์ในช่วงแรกเมื่อมีการกระตุ้นด้วยค่าของ H ที่เพิ่มขึ้น ค่าของ B จะค่อยๆ เพิ่มขึ้นจากศูนย์อย่างช้าๆจนถึงจุด A ในช่วงที่ 2 เมื่อมีการเพิ่มขึ้นของ H เพียงเล็กน้อยจากจุด A จะเห็นว่า

การเปลี่ยนแปลงค่า B จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนถึงจุด B จากนั้นในช่วงที่ 3 จะเห็นว่าการเพิ่มขึ้นของค่า B จะช้าลงเมื่อเปรียบเทียบกับ การเปลี่ยนแปลงของค่า H เราเรียกจุด B นี้ว่าจุดหัก (knee point) ส่วนในช่วงสุดท้ายตั้งแต่จุด C ขึ้นไปเป็นช่วงอิ่มตัวของแม่เหล็ก อัตราความชันของกราฟซึ่งก็คือค่าความซึมซาบของแกนในย่านนี้จะมีค่าใกล้เคียง 1 ($B/H = 1 \text{ G/Oe}$ (Gauss/Oersted)) ดังนั้นเมื่อแกนแม่เหล็กนั้นเข้าสู่สภาวะการอิ่มตัวอย่างมาก ขดลวดที่มีแกนเป็นสารแม่เหล็กนี้จะมีคุณสมบัติเหมือนกับเป็นขดลวดแกนอากาศ (ค่าของ m จะลดลงจนกระทั่ง $m = 1$) ซึ่งกราฟรูปที่ 2.24 ช่วยแสดงรูปอย่างง่าย ๆ ให้เห็นถึงลักษณะของการเกิดขึ้นของฟลักซ์ในแกน จากเริ่มต้นที่ไม่มีค่าฟลักซ์จนกระทั่งเกิดการอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก

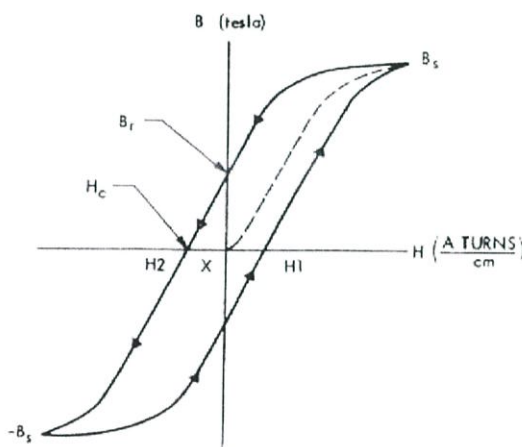
อย่างไรก็ตามการอิ่มตัวของสารแม่เหล็กจะมีลักษณะแตกต่างกันไปตามชนิดของเนื้อสารที่แตกต่างกัน ซึ่งยกตัวอย่างแสดงค่าของ H_{max} ที่ทำให้เนื้อสารต่างชนิดกันอิ่มตัวได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 แสดงชนิดของเนื้อสารต่อค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ทำให้สารแม่เหล็กอิ่มตัว

ชนิดเนื้อสาร	ออสเตด (Orsted)	kA/m
Alnico 5, 6, 8 and 9	3000 - 7000	239 - 557
Ceramic (Hard Ferrite)	10000 - 50000	796 - 955
Neodymium - iron - boron , motor grade	35000 - 50000	2786 - 3980
Neodymium - iron - boron , high energy grade	30000 - 40000	2388 - 3184
Neodymium - iron - boron , high temp bonded	35000 - 60000	2786 - 4776
SmCo 1-5	30000 - 40000	2388 - 3184
SmCo 2-17	35000 - 50000	2786 - 3980
SmColoeHci bonded grade	20000 - 30000	1592 - 2388
SmCo high temperature grade	35000 - 50000	2786 - 3980
Neodymium - iron - boron , most boned	30000 - 40000	2388 - 3184

2.9.2.3 เส้นโค้งฮีสเทอรีซิส

เส้นโค้งฮีสเทอรีซิสเกิดจากค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นระหว่างฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์กับความเข้มข้นของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันแกน



รูปที่ 2.25 ลักษณะสมบรูณ์ฮีสเทอรีซิส

ได้ผลตอบสนองของ B และ H ดังรูปที่ 2.25 ที่จุดเริ่มต้น X สารแม่เหล็กจะยังไม่มีฟลักซ์ตกค้างอยู่ เมื่อ H มีค่าเพิ่มขึ้น ค่าของ B จะเพิ่มขึ้นไปตามเส้นประ เข้าหาจุดอิ่มตัวที่ค่า B_s และเมื่อทำการลดค่าของ H ลงเราจะเห็นว่าค่าของ B จะลดลงเข้าสู่จุด B_r เมื่อ H มีค่าเป็นศูนย์ดังรูป ซึ่ง ณ จุดนี้แกนแม่เหล็กนั้นยังคงมีฟลักซ์ตกค้างอยู่ ถึงแม้ว่าจะไม่ได้มีการอัดฟลักซ์แม่เหล็กแล้ว (ความเข้มสนามแม่เหล็กเป็นศูนย์ ; $H=0$) ซึ่งฟลักซ์ที่เหลืออยู่ในแกนนี้เราเรียกว่า “ฟลักซ์ตกค้าง (residual flux หรือ remanent flux)” และทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กตกค้างเท่ากับ B_r และเมื่อค่าของ H น้อยกว่าศูนย์ แสดงว่าสนามแม่เหล็กมีการกลับเข้าไปจากเดิมแรงแม่เหล็ก จะทำการลดฟลักซ์แม่เหล็กในทิศทางเดิมทำให้ B มีค่าลดลงจากตำแหน่ง B_r จนกระทั่ง $B = 0$ ที่จุด $H = H_c$ เราเรียกค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กเป็นศูนย์นี้ว่า “coercive force (H_c)”

เมื่อเราทำการอัดฟลักซ์แม่เหล็กจนกระทั่งสารแม่เหล็กอิ่มตัว สารแม่เหล็กจะยังคงค่าฟลักซ์หลังเกิดการอิ่มตัว ทำให้มีค่าของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่าหนึ่งคือ B_s (remanentivity) และถ้าต้องการที่จะคลายสนามแม่เหล็กในแกนทั้งหมด เราจำเป็นต้องใช้ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กค่าหนึ่งคือ H_c เพื่อให้เกิดการรีเซ็ตแกนให้เป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติแล้วการอัดฟลักซ์แม่เหล็กเพื่อกระตุ้นหม้อแปลง จะเห็นว่าค่า B จะเพิ่มขึ้นจากจุดเริ่มต้นอย่างไม่เป็นเชิงเส้นตามค่าของ H จนกว่าแกนแม่เหล็กจะอิ่มตัวตามรูปกราฟ initial magnetization (เส้นประ) เพียงครั้งแรกครั้งเดียว

เท่านั้น เนื่องจากว่าการใช้งานแกนหม้อแปลงจะไม่มีโอกาสที่จะเกิดการคลายฟลักซ์แม่เหล็กอย่างสมบูรณ์ได้อีก เมื่อมีการอัดฟลักซ์แม่เหล็กไปแล้วก่อนหน้านี้ (การทำงานเป็นวัฏจักร (cycle))

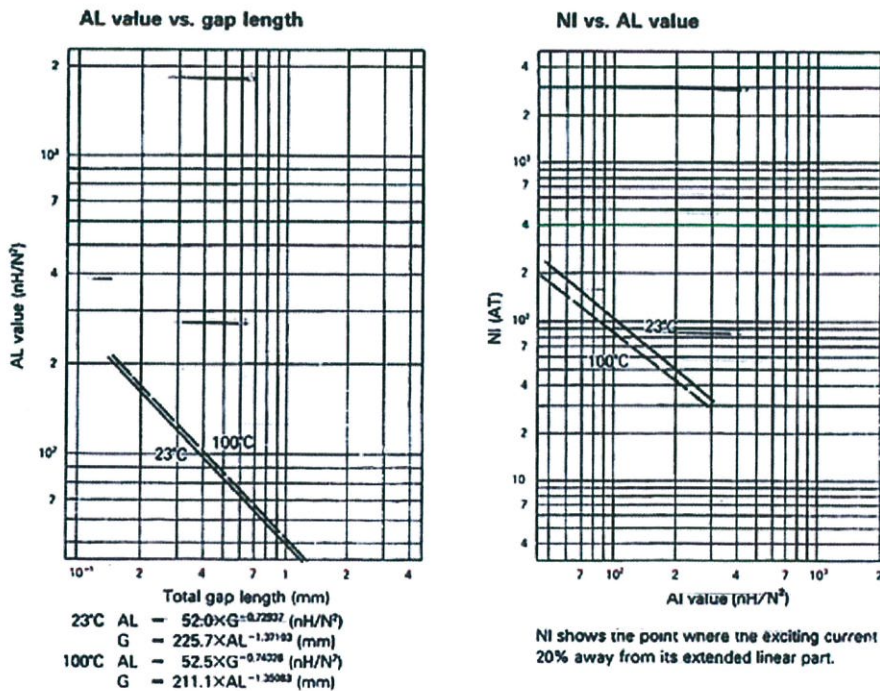
โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว โดยการใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งนั้นจะต้องระมัดระวังไม่ให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบสวิตซ์จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นที่ยอมให้เกิดขึ้น ซึ่งจะเป็นค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

2.9.2.4 ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss) จะทำให้แกนมีความร้อนซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการคือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิส และการสูญเสียจากกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ที่มีความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์

การสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดใหญ่ไม่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจจะพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว

2.9.2.5 ความเหนี่ยวนำ (Inductance)



รูปที่ 2.26 ข้อมูลค่า AL ออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

ส่วนในการนำแกนมาออกแบบตัวเหนี่ยวนำเรามักจะพิจารณาข้อมูลที่เป็นค่า AL ซึ่งเป็นค่าที่แสดงอัตราระหว่างค่าความเหนี่ยวนำต่อจำนวนรอบของขดลวดยกกำลังสอง แทนการใช้ข้อมูลค่าความซึมซาบของแกน เนื่องจากว่าค่าเปอร์เซ็นต์ของค่าความซึมซาบจะมีสัดส่วนโดยตรงกับค่าของ AL ทำให้ในการผลิตสารเหนี่ยวนำแม่เหล็กบางครั้งจะบอกคุณลักษณะของเนื้อสารในรูปของค่า AL แทนการบอกค่าความซึมซาบ (permeability) ส่วนในการวัดค่า AL ของแกนทั้งหมดจะทำได้จากการใช้ค่าของความหนาแน่นฟลักซ์แบบ AC ขนาด 10 เกาส์ (Gauss) ที่มีความถี่ในการทดสอบ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากการทดสอบแกนด้วยความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่ค่าสูงๆจะมีผลกระทบต่อผลการวัดอย่างมาก

การพิจารณาตัวเหนี่ยวนำเรามักจะนำข้อมูลค่าของ AL มาพิจารณา (ซึ่งอ้างอิงถึงค่าความซึมซาบของวัสดุแต่ละชนิด) ตัวอย่างการใช้งานกราฟ AL ดังแสดงในรูปที่ 2.26 ร่วมกับตัวอย่างดังนี้คือ สมมุติให้มีการพันขดลวดจำนวน 100 รอบ กระแส 1 แอมแปร์ โดยไม่มีการเปิดช่องอากาศ (no air gap) จากกราฟรูปที่ 2.26 ขวามือที่ 23 องศาเซลเซียส จะได้ค่า $AL = 100$ ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดนี้ที่จะได้จากการพัน 100 รอบ คือ $L = AL(N^2) = 100 \times (10000) \times 10^{-9} = 1 \text{ mH}$ นอกจากนี้สามารถออกแบบค่าความเหนี่ยวนำในขณะเปิดช่องอากาศที่แกนแม่เหล็กได้ด้วยการใช้กราฟทางด้านซ้ายมือ

2.9.2.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency response)

โดยทั่วไปการพันขดลวดมักมีการพันทับกันหลายรอบ ซึ่งทำให้เกิดค่าความเก็บประจุระหว่างแต่ละรอบขึ้นและส่งผลให้เกิดการเรโซแนนซ์ด้วยตนเองได้ (self-resonant) ดังนั้นเพื่อหลีกเลี่ยงปรากฏการณ์นี้การวัดข้อมูลที่ความถี่สูงจึงทำที่ขดลวดเพียงขดเดียว

ข้อมูลผลตอบสนองความถี่ดังกล่าวข้างต้นผู้ผลิตจะทำการวัดและระบุไว้ใน Data Sheet ซึ่งจะมีมาควบคู่กับแกนแม่เหล็กแต่ละชนิด ทำให้เราสามารถออกแบบและใช้งานได้อย่างเหมาะสม เนื่องจากแกนแต่ละชนิดยังแบ่งแยกไปตามเนื้อสารที่ใช้ผลิตอีกด้วย ซึ่งจะมีคุณสมบัติแตกต่างกันไป และจะเหมาะสมในการใช้งานในย่านความถี่ที่แตกต่างกัน

2.9.2.7 การเลือกขนาดของเส้นลวด

การเลือกขนาดของเส้นลวดนั้นจะต้องคำนึงถึงตัวแปรสำคัญสองตัวคือ ความหนาแน่นของกระแสต่อพื้นที่ของลวดและ skin effect เป็นผลจากการที่กระแสไฟฟ้าของไฟฟ้ากระแสสลับนั้นไม่สามารถไหลในตัวนำได้เต็มที่ โดยความหนาแน่นกระแสที่ผิวของตัวนำจะมากกว่าแกนของตัวนำ ทำให้เหมือนกับกระแสไฟฟ้าไหลได้แค่เพียงบางส่วนของตัวนำ โดยจะเหมือนว่าความต้านทานเสมือนของตัวนำเพิ่มขึ้นแปรผันตรงกับความถี่ของกระแสสลับที่ไหลผ่านตัวนำนั้นๆ

ตารางที่ 2.3 skin effect ของทองแดงที่ความถี่ต่างๆและขนาดลวดที่เหมาะสมของความถี่

ขนาดลวด (AWG)	เส้นผ่าน ศูนย์กลาง (mm)	ความต้านทาน (Ohms/km)	กระแสสูงสุด (A)	ความถี่สูงสุด ที่ไม่มีผลของ skin effect
12	2.05232	5.20864	9.3	4150 Hz
13	1.8288	6.5984	7.4	5300 Hz
14	1.62814	8.282	5.9	6700 Hz
15	1.45034	10.44352	4.7	8250 Hz
16	1.29032	13.17248	3.7	11 kHz
17	1.15062	16.60992	2.9	13 kHz
18	1.02362	20.9428	2.3	17 kHz
19	0.91186	26.40728	1.8	21 kHz
20	0.8128	33.292	1.5	27 kHz
21	0.7239	41.984	1.2	33 kHz
22	0.64516	52.9392	0.92	42 kHz
23	0.57404	66.7808	0.729	53 kHz
24	0.51054	84.1976	0.577	68 kHz
25	0.45466	106.1736	0.457	85 kHz
26	0.40386	133.8568	0.361	107 kHz
27	0.36068	168.8216	0.288	130 kHz
28	0.32004	212.872	0.226	170 kHz
29	0.28702	268.4024	0.182	210 kHz
30	0.254	338.496	0.142	270 kHz
31	0.22606	426.728	0.113	340 kHz
32	0.2032	538.248	0.091	430 kHz
33	0.18034	678.632	0.072	540 kHz
34	0.16002	855.752	0.056	690 kHz
35	0.14224	1079.12	0.044	870 kHz
36	0.127	1360	0.035	1100 kHz
37	0.1143	1715	0.0289	1350 kHz
38	0.0889	2163	0.0175	1750 kHz
39	0.07874	2728		2250 kHz

2.9.3 ทฤษฎีพื้นฐานที่นำมาใช้ในการคำนวณ

เนื่องจากถ้ามีกระแสไหลในขดลวดที่พันรอบแกนที่เป็นลูปปิดจะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกน ถ้ามีกระแสที่มีลักษณะเป็นคาบและมีขดลวดอีกขดพันอยู่รอบแกนเดียวกันนี้ก็จะทำให้เกิดผลที่ตรงกัน กล่าวคือเกิดการเหนี่ยวนำในขดลวดทำให้มีกระแสไหลในหม้อแปลงอุดมคติได้สมการ

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \quad (2.18)$$

ดังนั้นหม้อแปลงจึงสามารถทำได้ทั้ง step up และ step down ในเวลาเดียวกัน ข้อเปรียบเทียบ อีกอย่างของหม้อแปลงคือสมบัติการแยกโดดทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดต่างๆ จากสมการพื้นฐานความสัมพันธ์ทางแม่เหล็กของหม้อแปลง

$$e = NA_e \left(\frac{dB}{dt} \right) 10^{-8} \quad (2.19)$$

เราสามารถหาความหนาแน่น flux (B) ได้เพื่อที่แน่ใจว่าหม้อแปลงทำงานอยู่ในช่วงที่เชิงเส้น magnetization curve

$$B = \frac{(V_p) 10^8}{kf N_p A_e} G \quad (2.20)$$

เมื่อ V_p คือ แรงดันที่ขดไพรมารี

A_e คือ พื้นที่ที่ใช้งานได้ของหม้อแปลง

N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี

โดย K คือ ค่าคงที่ซึ่งจะใช้ค่าประมาณ 4.44 ถ้าเป็น sine wave แต่ในการสร้างสวิตซ์ซึ่งส่วนมากจะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม ดังนั้นเราใช้ K เท่ากับ 4 ถ้าเป็น พุช-พูคคอนเวอร์เตอร์ และ K เท่ากับ 2 สำหรับฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

โดยปกติแล้ว B_{max} หรือค่าความหนาแน่นพลังค์ที่แกนสามารถรับได้ในการสร้างหม้อแปลง ออกแบบจะสามารถเลือกใช้ได้ตามความต้องการ โดยให้อยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นแต่ช่วงที่เหมาะสมที่สุดคือครึ่งหนึ่งของแกนทนได้ (B_{sat}) ณ อุณหภูมิที่ใช้งาน

จากสมการข้างต้นจะสามารถหาจำนวนรอบของขดไพรมารีได้โดย

$$N_p = \frac{(V_p)10^8}{kfB_{max}A_e} \quad (2.21)$$

ตัวแปรที่สำคัญอีก 2 ตัวในการออกแบบหม้อแปลงคือ พื้นที่ในการพันขดลวดของบอบปิ้น เพื่อให้เพียงพอในการพันขนาดที่เหมาะสมเพื่อลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในเส้นลวด อีกตัวแปรหนึ่งคือความสามารถในการถ่ายเทพลังงาน ซึ่งตัวแปรทั้งสองนี้จะเกี่ยวกับสมการ

$$P_{out} = (1.16B_{max}fdA_eA_c)10^{-9} \quad (2.22)$$

$$A_eA_c = \frac{P_{out} \times 10^9}{1.16B_{max}fd} \quad (2.23)$$

เมื่อ d คือ ความหนาแน่นกระแสของลวด (A/m^2)

A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (cm^2)

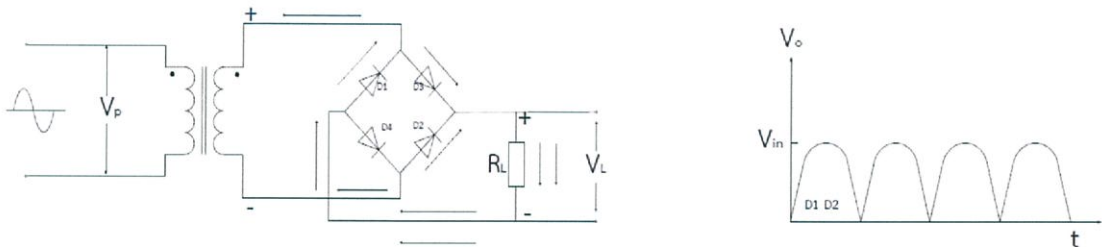
A_c คือ พื้นที่ในการพันลวดของบอบปิ้น (cm^2)

2.10 วงจรเรียงกระแส

วงจรเรียงกระแส คือ วงจรไฟฟ้าที่มีคุณสมบัติในการแปลงสัญญาณกระแสสลับให้กลายเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง หรือมีคุณสมบัติยอมให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่ง แก่ความต้านทานโหลด อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรอย่างแพร่หลายทั่วไปได้แก่ ไดโอด โดยในรายงานจะกล่าวเพียงวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์

2.10.1 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นของบริดจ์มีลักษณะเหมือนวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น เพราะแรงดันเอาต์พุตที่ได้เป็นแบบเต็มคลื่น ข้อแตกต่างระหว่างการเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ และแบบคลื่นธรรมดาต่างกันตรงการต่อไดโอดแบบเต็มคลื่นจะใช้ไดโอด 2 ตัว แบบบริดจ์จะใช้ไดโอด 4 ตัว และหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ก็แตกต่างกัน



รูปที่ 2.27 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์และรูปคลื่นแรงดันตกคร่อม V_{out}

การทำงานของวงจร ไดโอดจะผลัดกันนำกระแสครึ่งละ 2 ตัว โดยเมื่อไซเคิลบวกของแรงดันไฟสลับปรากฏที่ด้านบนของไพรมารีของหม้อแปลง และด้านล่างจะเป็นลบ จะทำให้ไดโอด D_1 และ D_2 ได้รับไบอัสตรงจะมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ผ่านโหลด R_L ผ่าน D_2 ครบวงจรที่หม้อแปลงด้านล่าง มีแรงดันตกคร่อมโหลด R_L ด้านบนเป็นบวก ด้านล่างเป็นลบ ได้แรงดันไฟช่วงบวกออกทางเอาต์พุต จากนั้นไซเคิลลบของแรงดันไฟสลับ ปรากฏที่ด้านบนของเซคันดารีของหม้อแปลงและด้านล่างเป็นบวก ช่วงเวลานี้ D_1 และ D_2 ได้รับไบอัสกลับแต่ไดโอด D_3 และ D_4 จะได้รับไบอัสตรง ทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D_4 ผ่านโหลด R_L และผ่านไดโอด D_3 ครบวงจรที่หม้อแปลงด้านบนมีแรงดันตกคร่อมโหลด R_L ด้านบนเป็นบวกด้านล่างเป็นลบ ได้แรงดันไฟช่วงบวกออกทางเอาต์พุต ทำให้ได้คลื่นไฟตรงรวมกันเต็มคลื่น สามารถหาค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยได้ดังนี้

$$V_{DC} = 0.636(V_m - 2V_T) \quad (2.24)$$

2.10.2 อัตราการทนกำลังของวงจรรีจกระแส

อุปกรณ์ที่ใช้ในส่วนนี้คือไดโอด ซึ่งมีวิธีในการหาขนาดของไดโอดที่เหมาะสมจากการพิจารณาคุณสมบัติของไดโอด โดยคุณสมบัติหลักที่ใช้ในวงจรรีจกระแสคือ

2.10.2.1 กระแสกระชาก

กระแสกระชาก (Surge Current) คือค่ากระแสสูงสุดในช่วงเวลาสั้นๆ เพียงครั้งเดียว ในขณะที่เราเริ่มต้นจ่ายไฟให้กับวงจรที่มีค่าแรงดันไฟสลับที่ป้อนให้กับวงจรรีจกระแสค่ามาก จะต้องมีการเพิ่มเติมเพื่อลดค่ากระแสกระชากขณะเริ่มต้นจ่ายไฟ

2.10.2.2 กระแสรั่วไหล

กระแสรั่วไหล (Leakage Current) คือกระแสที่ไหลในวงจรรีจกระแสเมื่อไดโอดได้รับการไบอัสย้อนกลับ ซึ่งโดยทั่วไปมีค่าน้อยมาก โดยค่าน้อยมากเท่าใดก็ดีมากเท่านั้น

2.10.2.3 กระแสไหลในทิศทางตรง

กระแสไหลในทิศทางตรง (Forward Current) คือค่ากระแสสูงสุดที่ไดโอดนั้นทนได้ โดยไม่เกิดความเสียหายจากค่าคุณสมบัติที่ได้กำหนด ไว้ใน Datasheets ในการออกแบบเพื่อความปลอดภัยควรจะต้องเลือกให้ทนกระแสได้มากกว่าไหล 50% หรืออย่างน้อยที่สุด

$I_d \geq I_o$ ของ HW ; I_d = average forward current rate of diode

$2I_d \geq I_o$ ของ HW ; I_d = average output current

2.10.2.4 แรงดันย้อนกลับสูงสุด

แรงดันย้อนกลับสูงสุด (Peak Inverse Voltage) คือค่าความต่างศักย์ในการไบอัสย้อนกลับสูงสุดที่ไดโอดสามารถทนได้โดยไม่เกิดความเสียหาย อัตราทนแรงดันย้อนกลับสูงสุดนั้นเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดปัญหาขึ้นกับนักออกแบบ เพราะสาเหตุที่วงจรรีจกระแสนั้นเสียหายเป็นเพราะว่าไดโอดแรงดันย้อนกลับสูงสุดได้ไม่เพียงพอ และควรเผื่ออัตราความทนทานของตัวอุปกรณ์ไว้ 50%

Minimum PIV ของ HW และ FWCT = $2V_p$

Minimum PIV ของ FWB = V_p

และควรเผื่อ Safety margin ไว้ 50%

2.11 ทรานส์เฟอร์สวิตช์

ทรานส์เฟอร์สวิตช์ (Transfer Switch) เป็นส่วนที่ใช้ในการสับเปลี่ยนแหล่งจ่ายไฟจากส่วนทางเดินหลักไปยังทางเดินรองโดยในที่นี้ทางขณะผู้จัดทำเลือกรีเลย์มาใช้เป็นทรานส์เฟอร์สวิตช์

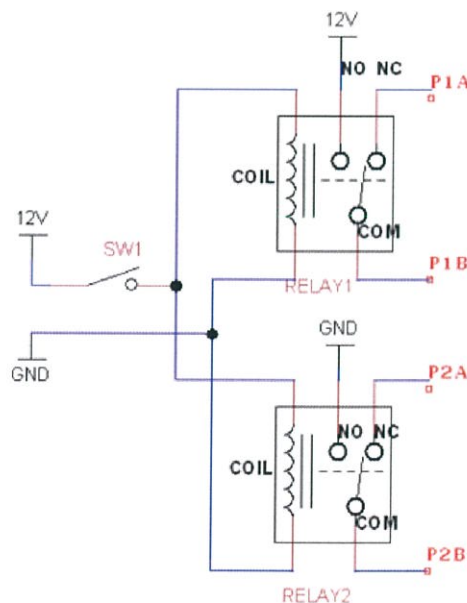
รีเลย์ (Relay) เป็นอุปกรณ์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ โดยมีหลักในการทำงานคล้ายกับขดลวดแม่เหล็กไฟฟ้าหรือโซลินอยด์ (Solenoid) รีเลย์ใช้ในการควบคุมวงจรไฟฟ้าได้อย่างหลากหลาย รีเลย์เป็นสวิตช์ควบคุมที่ทำงานด้วยไฟฟ้า แบ่งออกได้ตามลักษณะการใช้งานได้เป็น 2 ประเภทคือ รีเลย์กำลัง (Power Relay) และรีเลย์ควบคุม (Control Relay)

2.11.1 รีเลย์กำลัง

รีเลย์กำลังหรือที่มักเรียกกันว่าคอนแทกเตอร์ (Contactor or Magnetic contactor) ใช้ในการควบคุมไฟฟ้ากำลังมีขนาดใหญ่กว่ารีเลย์ธรรมดา

2.11.2 รีเลย์ควบคุม

มีขนาดเล็กกำลังไฟฟ้าต่ำ ใช้ในวงจรควบคุมทั่วไปที่มีกำลังไฟฟ้าไม่มากนัก หรือเพื่อการควบคุมรีเลย์หรือคอนแทกเตอร์ขนาดใหญ่ รีเลย์ควบคุมบางที่เรียกกันง่าย ๆ ว่า "รีเลย์"

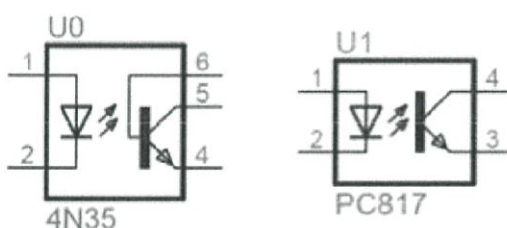


รูปที่ 2.28 วงจรการทำงานของรีเลย์ควบคุม

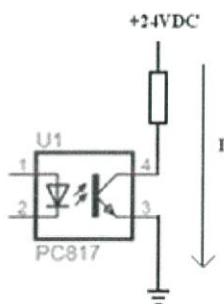
2.12 อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง

อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสงหรือที่เรียกว่า “ออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler)” หรือบางทีก็เรียกว่า อุปกรณ์แยกสัญญาณทางแสง (Opto-Isolator) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับการเชื่อมต่อทางแสง โดยการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นแสง แล้วเปลี่ยนกลับเป็นสัญญาณไฟฟ้าตามเดิม นิยมใช้สำหรับการเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างสองวงจร และต้องการแยกกันทางไฟฟ้าโดยเด็ดขาด เพื่อป้องกันการรบกวนกันทางไฟฟ้าระหว่างสองวงจร ภายในของอุปกรณ์ประเภทนี้ประกอบด้วยไดโอดเปล่งแสง (LED) ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวส่งแสง (Optical Transmitter) เช่น แสงอินฟราเรด (Infrared) และสำหรับตัวรับแสง (Optical Receiver) ซึ่งมักนิยมใช้โฟโตทรานซิสเตอร์ (Phototransistor) เป็นตัวรับโดยจะถูกผลิตรวมอยู่ในตัวถังเดียวกัน

โฟโตทรานซิสเตอร์ ทำงานได้ในลักษณะเดียวกับทรานซิสเตอร์รอยต่อคู่แบบ NPN แต่ไม่มีขาเบส (B) และถูกแทนที่ด้วยส่วนรับแสง เมื่อได้รับแสงหรืออนุภาคของแสง หรือที่เรียกว่าโฟตอน (Photons) ในปริมาณมากพอจะทำให้เกิดอนุภาคอิสระที่มีประจุในบริเวณรอยต่อระหว่างเบสและคอลเลคเตอร์ (Base-Collector Region) และให้ผลเหมือนมีกระแสไหลเข้าที่ขาเบส ทำให้เกิดกระแสไหลผ่าน จากขาคอลเลคเตอร์ (C) ไปขาอิมิตเตอร์ (E)



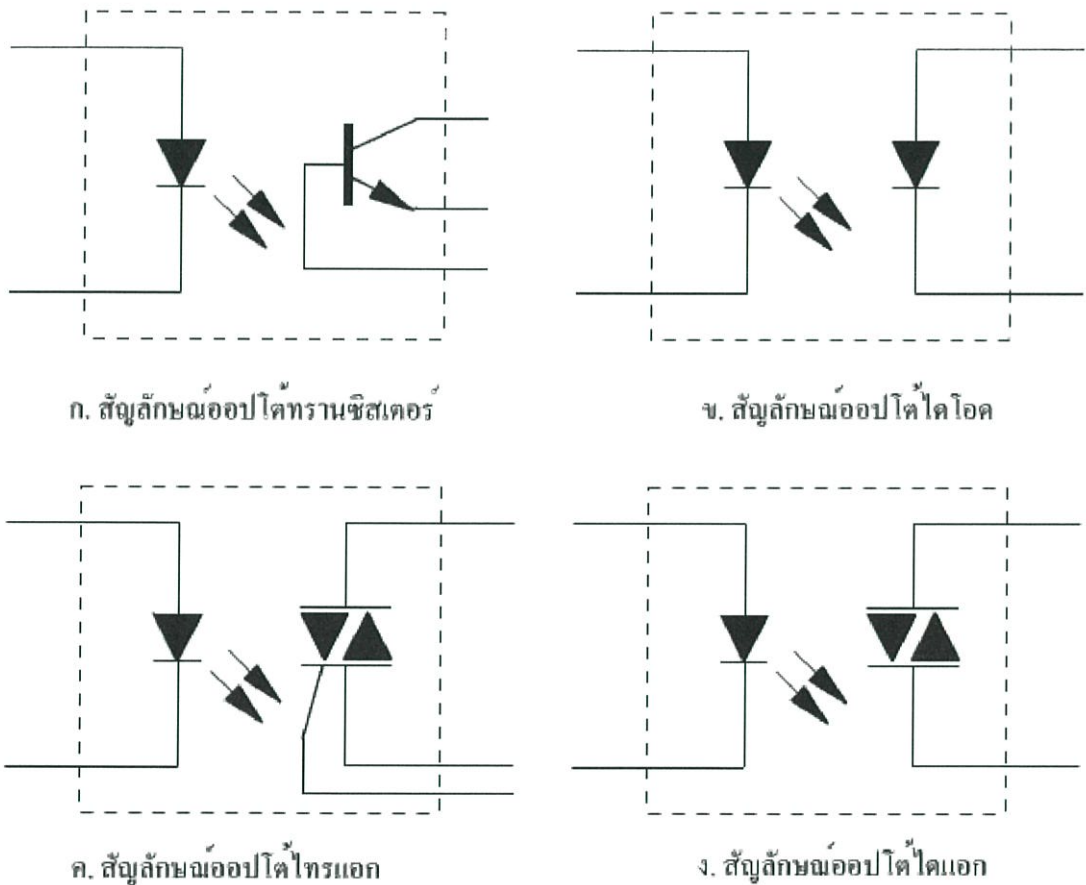
รูปที่ 2.29 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของอุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง ชนิด NPN Optocoupler



รูปที่ 2.30 การทำงานทำงานของ Optocoupler เมื่อมีการทริกที่ขา B

2.12.1 โครงสร้างสัญลักษณ์อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง

โครงสร้างสัญลักษณ์อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสงจะเหมือนกับอุปกรณ์ประเภทโฟโต้ แต่จะเพิ่มอุปกรณ์ส่งแสงอินฟราเรดคือไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรดเข้าไปอีกหนึ่งตัวเช่นโฟโต้ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรดเข้าไปอีกหนึ่งตัวจะได้ ออปโตทรานซิสเตอร์ อุปกรณ์ออปโตตัวอื่นก็เช่นเดียวกัน

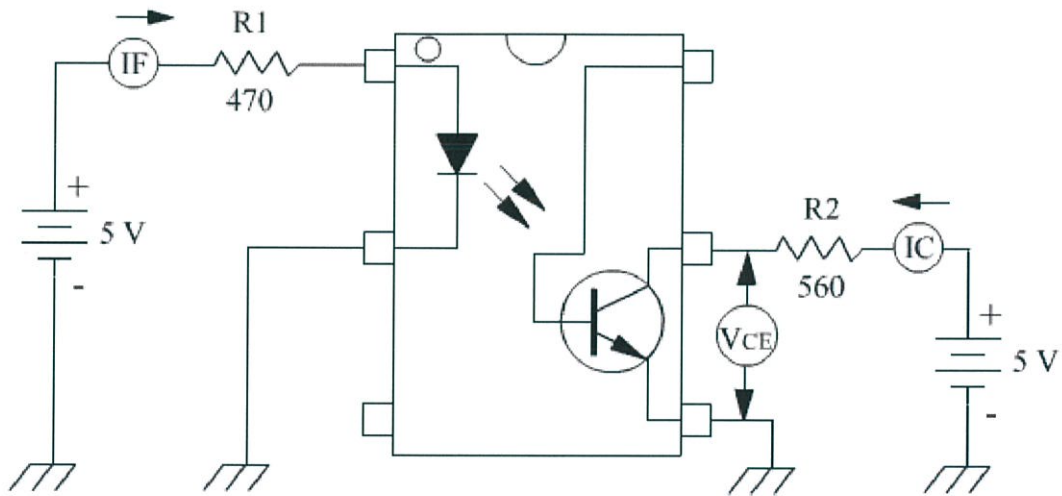


รูปที่ 2.31 การทำงานทำงานของ Optocoupler เมื่อมีการทริกที่ขา B

ปัจจุบันอุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสงถูกสร้างขึ้นมาในรูปของไอซี 6 ขาปิดที่บภายใน ด้านอินพุตจะเป็นแอลอีดีอินฟราเรด (LED Infrared) ส่วนทางด้านเอาต์พุตนั้นจะเป็นอุปกรณ์ประเภทโฟโต้ชนิดต่างๆ ซึ่งมีอยู่มากมายเช่น โฟโต้ไดโอด

2.12.2 วงจรใช้งานออปโตคัปเปลอร์เบื้องต้น

จากรูปที่ 2.32 เป็นวงจรใช้งานเบื้องต้นของออปโตคัปเปลอร์ โดยมีไดโอดเปล่งแสงเป็นอินพุต และโฟโตทรานซิสเตอร์เป็นเอาต์พุตของวงจร เมื่อมีกระแสไหลผ่าน LED โดยมี R1 เป็นตัวจำกัดกระแส LED จะส่องแสงไปที่โฟโตทรานซิสเตอร์ ทำให้โฟโตทรานซิสเตอร์ นำกระแสมีแรงดันเอาต์พุตตกคร่อมที่ R2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเอาต์พุตของวงจรจะถูกควบคุมโดยอินพุต โดยทั้งอินพุตและเอาต์พุตแยกกันทางไฟฟ้าโดยสิ้นเชิง วงจรนี้นิยมนำไปใช้ในวงจรควบคุมแรงดันแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งในเครื่องรับโทรทัศน์ วงจรควบคุมไฟวอตต์สูง เป็นต้น



รูปที่ 2.32 วงจรใช้งานออปโตคัปเปลอร์เบื้องต้น

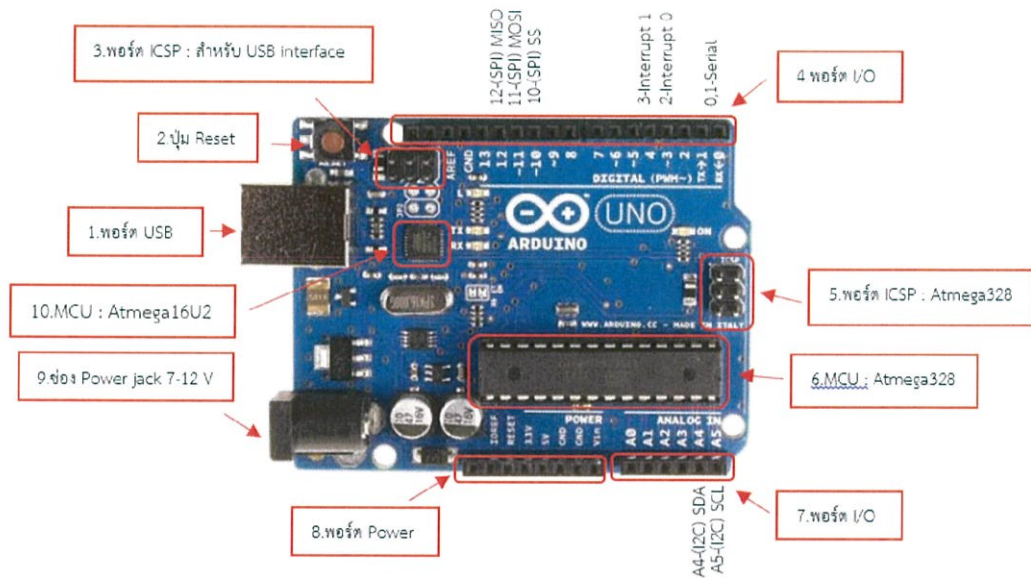
2.13 อาดูโน่

อาดูโน่ (Arduino) คือ ไมโครคอนโทรลเลอร์ ชนิดหนึ่ง ซึ่งเป็นแบบที่เรียกว่า Open-Hardware กล่าวคือ อาดูโน่เป็นอุปกรณ์ที่มีแบบส่วนประกอบเป็นมาตรฐานที่เปิดเผย หมายความว่าสามารถทำเองโดยใช้แบบที่มีการเปิดเผยทั่วไปก็ได้ หรือสามารถซื้อหาได้ง่าย มีราคาถูก มีซอฟต์แวร์ให้ใช้งานฟรี สามารถนำไปใช้งานทั่วไปหรือแบบธุรกิจได้โดยไม่ต้องเสียค่าลิขสิทธิ์ เป็นรูปแบบที่มีข้อมูลมากที่สุดบนอินเทอร์เน็ต การพัฒนาก็ง่าย เพราะมีตัวอย่างมากมาย และไม่ต้องเขียนโปรแกรมในรูปแบบ Low Level หมายความว่า เราสามารถใช้คำสั่งเขียนโปรแกรมได้เหมือนโปรแกรมภาษาชั้นสูงทั่วไป โดยเครื่องมือที่ใช้สำหรับเขียนโปรแกรมนี้อคือ Arduino IDE (Arduino integrated development environment (IDE))

2.13.1 Arduino Uno R3

Arduino UNO R3 เป็นบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR ที่มีการพัฒนาแบบ Open-Source คือมีการเปิดเผยข้อมูลทั้งด้าน Hardware และ Software ตัวบอร์ดใช้ชิป ATmega328p ไฟเลี้ยง 5 โวลต์ สามารถเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ได้โดยตรงผ่าน USB

2.13.1.1 ส่วนประกอบฮาร์ดแวร์ของ Aduino UNO R3



รูปที่ 2.33 ส่วนประกอบฮาร์ดแวร์ของ Aduino Uno R3

1. USBPort ใช้สำหรับต่อกับ Computer เพื่ออัปโหลดโปรแกรมเข้า MCU และจ่ายไฟให้กับบอร์ด
2. Reset Button เป็นปุ่ม Reset ใช้กดเมื่อต้องการให้ MCU เริ่มการทำงานใหม่
3. ICSP Port ของ Atmega16U2 เป็นพอร์ตที่ใช้โปรแกรม Visual Com port บน Atmega16U2
4. I/O Port Digital I/O ตั้งแต่ขา D0 ถึง D13 นอกจากนี้ บาง Pin จะทำหน้าที่อื่นๆ เพิ่มเติมด้วย เช่น Pin0,1 เป็นขา Tx,Rx Serial, Pin3,5,6,9,10 และ 11 เป็นขา PWM
5. ICSP Port: Atmega328 เป็นพอร์ตที่ใช้โปรแกรม Bootloader
6. MCU: Atmega328 เป็น MCU ที่ใช้บนบอร์ด Arduino
7. I/O Port: นอกจากจะเป็น Digital I/O แล้ว ยังเปลี่ยนเป็นช่องรับสัญญาณอนาล็อก ตั้งแต่ขา A0-A5
8. Power Port: ไฟเลี้ยงของบอร์ดเมื่อต้องการจ่ายไฟให้กับวงจรภายนอก ประกอบด้วยขา ไฟเลี้ยง +3.3 V, +5V, GND, V_{in}
9. Power Jack: รับไฟจาก Adapter โดยที่แรงดันอยู่ระหว่าง 7-12 V

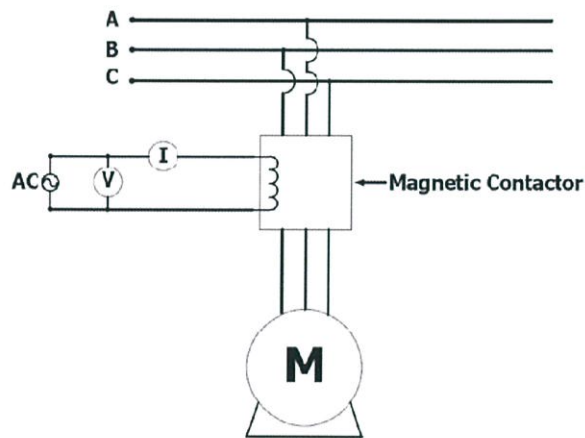
10. MCU ของ Atmega16U2 เป็น MCU ที่ทำหน้าที่เป็น USB to Serial โดย Atmega328 จะติดต่อกับ Computer ผ่าน Atmega16U2

บทที่ 3

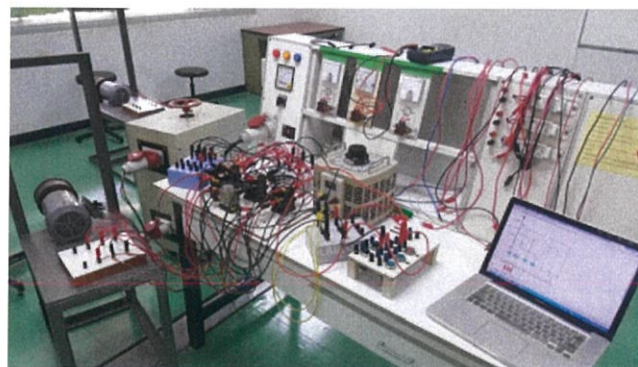
การคำนวณและออกแบบ

3.1 หลักการออกแบบช่วงแรงดันในการตัดต่อวงจร

ในการทำงานของตัวตัดต่อวงจร เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านไปยังขดลวดสนามแม่เหล็ก (Solidnoid) ที่ขากลางของแกนเหล็กจะทำการสร้างสนามแม่เหล็กขึ้น โดยเมื่อสนามแม่เหล็กสามารถชนะแรงสปริงได้นั้นจะดึงให้แกนชุดเคลื่อนที่ (Moving Contact) เคลื่อนที่ลงมาพร้อมกับหน้าสัมผัสคอนแทคเตอร์ทั้งสองชุดและเกิดการเปลี่ยนสถานะการทำงาน ซึ่งตัวตัดต่อวงจรโดยทั่วไปใช้แรงดันกระแสสลับที่พิกัด 220 โวลต์ในการทำงาน การทำวงจรชดเชยแรงดันตกชั่วขณะหรือแรงดันหายในกรณีของตัวตัดต่อวงจร เราจำเป็นต้องต้องทราบช่วงแรงดันที่ทำให้หน้าสัมผัสตัวตัดต่อวงจรแยกออกจากกัน



(ก) วงจรที่ออกแบบ



(ข) วงจรที่ทำการทดสอบจริง

รูปที่ 3.1 วงจรการทดสอบเปลี่ยนสถานะการทำงานของ Magnetic Contactor

โดยหาแรงดันที่หน้าสัมผัสของตัวตัดต่อวงจรเริ่มแยกออกจากกันได้จากการลดแรงดันที่ Coil ของ Magnetic Contactor จากนั้นดูการเปลี่ยนแปลงและทำการวัดค่าแรงดันและกระแสของมอเตอร์ที่สภาวะ No load (ขนาด 1HP 4Pole 1400RPM) และ Magnetic Contactor โดยที่แหล่งจ่ายของมอเตอร์เป็นแหล่งจ่าย 3 เฟสปกติ ไม่ได้ทำการลดค่าแรงดันลงแต่อย่างไร ทำการลดแรงดันเพียงในส่วนของ Coil ของ Magnetic contactor และดูการเปลี่ยนแปลง ผลของการทดลองสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 สภาวะ คือสภาวะการทำงานปกติ สภาวะหน้าสัมผัสตัวตัดต่อวงจรเริ่มสั่น และสภาวะที่หน้าสัมผัสตัวตัดต่อวงจรหลุดออกจากกัน

๘

ตารางที่ 3.1 การเปลี่ยนสภาวะการทำงานของ Magnetic Contactor

	สภาวะการทำงานปกติ	สภาวะหน้าสัมผัสตัวตัดต่อวงจรเริ่มสั่น	สภาวะหน้าสัมผัสตัวตัดต่อวงจรหลุดออกจากกัน
แรงดันที่ coil (V)	220	167.2	119.5
กระแสที่ coil (A)	0.19	0.18	0.18

3.2 ส่วนประกอบของอินเวอร์เตอร์

ประกอบด้วยสองส่วนของ DC-DC Converter และ DC-AC Inverter

DC-DC Converter ประกอบด้วยวงจรอยู่ 4 ส่วน

1. วงจรควบคุมความกว้างพัลส์ของคอนเวอร์เตอร์
2. วงจรขับมอสเฟตของคอนเวอร์เตอร์
3. วงจรพุ่มและหม้อแปลง
4. วงจรเรียงกระแส

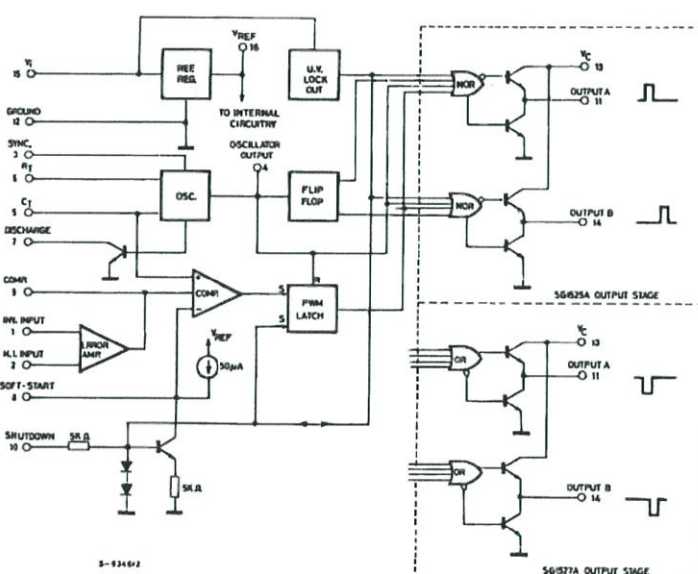
DC-AC Inverter ประกอบด้วยวงจรอยู่สามส่วน คือ

1. วงจรควบคุมความกว้างของพัลส์ของอินเวอร์เตอร์
2. วงจรขับมอสเฟตของอินเวอร์เตอร์

3.3 หลักการการออกแบบส่วนคอนเวอร์เตอร์

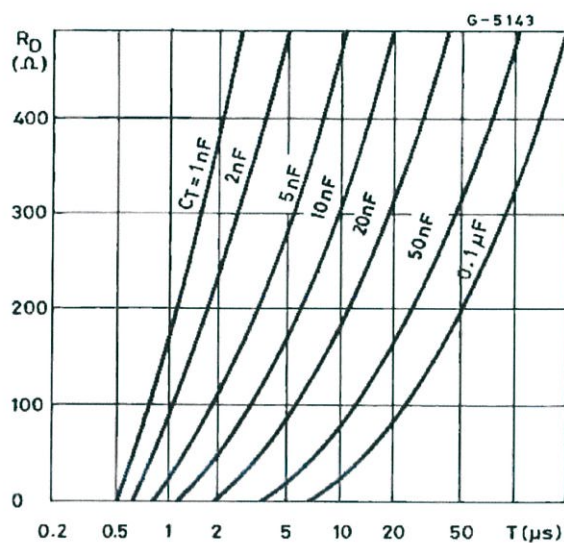
3.3.1 การออกแบบวงจรควบคุมความกว้างพัลส์

ไอซี SG3525 เป็นไอซีที่ทำหน้าที่ในการสร้างสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีค่าความถี่คงที่ โดยโครงสร้างของไอซีจะประกอบด้วยส่วนของวงจรรอสซิลเลเตอร์ซึ่งจะสร้างสัญญาณฟันเลื่อย จากการกำหนด R_T และ C_T เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมที่มาจาก Error Amplifier โดยสัญญาณพัลส์ที่ออกมาจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อสัญญาณฟันเลื่อยมีขนาดใหญ่กว่าสัญญาณควบคุม และเมื่อขนาดของสัญญาณควบคุมมีค่าพัลส์สี่เหลี่ยมเพิ่มขึ้นจะส่งผลต่อความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุท ซึ่งจะมีค่าลดลงเมื่อสัญญาณควบคุมมีค่าเพิ่มขึ้นจะส่งผลต่อความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุท ซึ่งจะมีค่าลดลงเมื่อสัญญาณควบคุมมากกว่าสัญญาณฟันเลื่อย



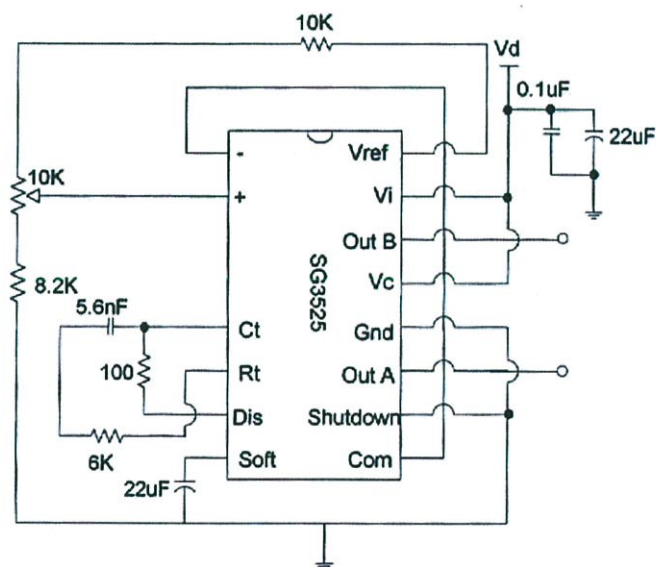
รูปที่ 3.2 โครงสร้างภายในของไอซี SG3525

ในเวลาที่อยู่ปรณสวิตซ์สองตัวกำลังสลับการทำงาน โดยจะมีช่วงหนึ่งที่ตัวแรกหยุดทำงานไปก่อนที่อีกตัวจะเริ่มทำงาน ช่วงเวลาการสั่งงานระหว่างอุปกรณ์ทั้งสองตัวเรียกว่าเดดไทม์ ถ้าเดดไทม์น้อยเกินไป จะทำให้อุปกรณ์อีกตัวนำกระแสในขณะที่อุปกรณ์ตัวแรกยังไม่ทันหยุดนำกระแสจึงเกิดการซ้อนทับการทำงานของมอสเฟต โดยในการปรับค่าเดดไทม์ของ SG3525 พิจารณาจากกราฟในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 การคำนวณค่า Dead time control

ค่าเดดไทม์ต้องมีค่าน้อยเป็น 5 เท่าของฟอร์ไทม์ ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่าเดดไทม์ 2 μs เมื่อพิจารณาจากกราฟจึงได้ค่าความต้านทานที่มีค่าเท่ากับ 100 Ω ที่เป็นค่าที่เหมาะสมในการกำหนดการสลับการทำงานของสวิตช์



รูปที่ 3.4 วงจรป้อนแรงดันกระแสตรงให้กับขานอนอินเวอร์เตอร์

หลักการในการควบคุมความกว้างพัลส์ ที่ใช้ในการทดลองนี้ใช้ไอซี SG3525 ซึ่งมีหลักการการทำงานคือ การนำแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ป้อนเข้าทางขานอนอินเวอร์เตอร์ตั้ง ไปเปรียบเทียบกับรูปคลื่นฟันเลื่อยที่ได้จากออสซิลเลเตอร์ ที่ทำงานที่ความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งช่วงของแรงดันไฟฟ้า

กระแสตรงที่นำมาป้อนจะได้มาจากการปรับตัวต้านทานปรับค่าได้ซึ่งต่ออยู่ภายนอก และมีช่วงของแรงดันอยู่ที่ 0 ถึง 3.2 โวลต์ ทำให้ได้ Duty cycle ตั้งแต่ 0% จนถึง 49%

การกำหนดค่าความถี่ออสซิลเลตของวงจรถอนเวอร์เตอร์ ตามสมการ

$$f = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_I)} \quad (3.1)$$

กำหนด $f = 40 \text{ kHz}$, $C_T = 5.6 \text{ nF}$ และ $R_D = 100\Omega$ แทนค่าลงในสมการจะได้

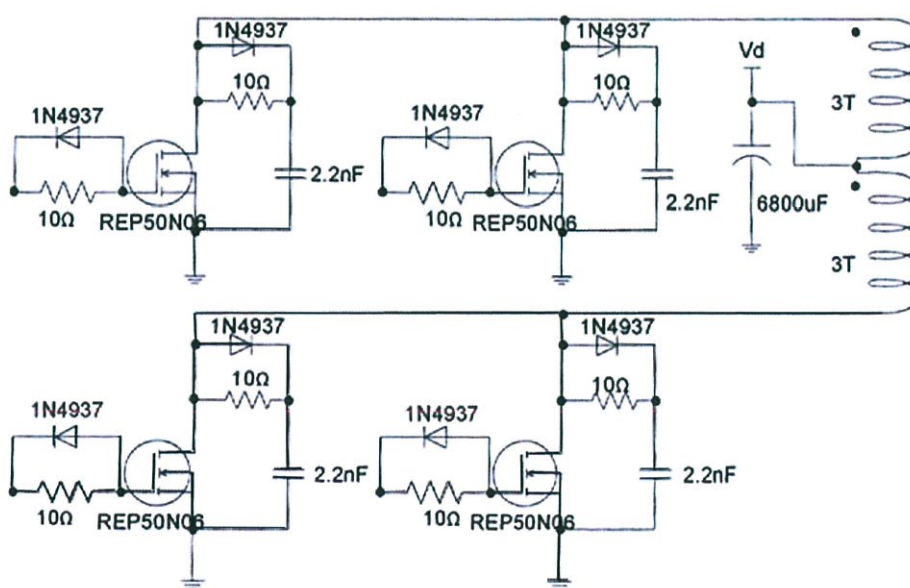
$$40 \times 10^3 = \frac{1}{5.6 \times 10^{-9}(0.7R_T + 3(100))}$$

$$R_T = 5.49 \text{ k}\Omega \approx 6 \text{ k}\Omega$$

3.3.2 การออกแบบวงจรถับสวิตช์มอสเฟต

วงจรถับสวิตช์มอสเฟตที่ใช้ในงานในวงจรมอเตอร์ใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TC4427A ที่ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ รักษาระดับแรงดันที่ใช้ในการขับมอสเฟต ให้เท่ากับแรงดันที่ได้จาก SG3525 แต่สามารถขับกระแสได้สูงกว่า

3.3.3 การออกแบบวงจรถูก-พูล คอนเวอร์เตอร์



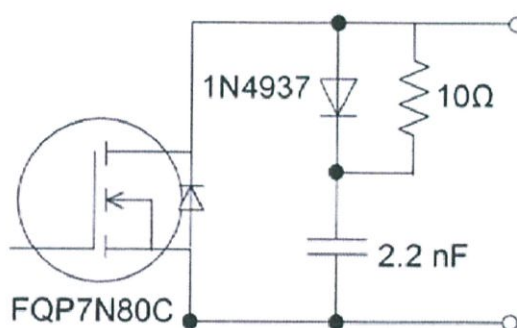
รูปที่ 3.5 วงจรถูก-พูล

วงจรที่ใช้งานในตอนแรกเป็นวงจรพุก-พุลธรรมดาทั่วไป โดยใช้มอสเฟตทั้งหมด 4 ตัว แยกทำงานเป็นคู่ เนื่องจากต้องการความสามารถในการรับกระแสกระชากและค่าความต้านทานขณะนำกระแสเต็มที่ ซึ่งมอสเฟตเบอร์ที่ทำงานนี้จะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสเต็มที่ 22 mΩ จะมีผลทำให้สูญเสียพลังงานลดลงครึ่งหนึ่งจากสมการ

$$P = I^2R \quad (3.2)$$

3.3.4 การออกแบบวงจรสับเบอร์

เนื่องจากการเปิดปิดสวิตช์ทำให้แรงดันที่สวิตช์ถูกเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็ว ซึ่งจะทำให้เกิดความเครียดขึ้นที่สวิตช์ จึงทำการแก้ปัญหาด้วยการใส่วงจรสับเบอร์ แบบ RCD



รูปที่ 3.6 ลักษณะวงจรสับเบอร์

จากรูปที่ 3.6 ขณะมอสเฟตเปลี่ยนสถานะนำกระแสและหยุดนำกระแสทำให้แรงดันคร่อมที่สวิตช์ถูกเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็ว ซึ่งจะทำให้เกิดความเครียดขึ้นที่สวิตช์ สามารถทำการแก้ปัญหาด้วยการใส่ตัวเก็บประจุคร่อมสวิตช์เข้าไป เพื่อช่วยให้แรงดันค่อยๆ เพิ่มขึ้นมาจากคุณลักษณะของตัวเก็บประจุ แต่ถ้าใส่ตัวเก็บประจุเข้าไปตัวเดียวจะทำให้เกิดปัญหาในขณะที่สวิตช์นำกระแส ตัวเก็บประจุจะทำการคายประจุออกมา ทำให้สวิตช์ได้รับประจุที่เพิ่มขึ้นอย่างมากอาจเป็นผลให้สวิตช์เสียได้ ดังนั้นจึงทำการใส่ตัวต้านทานและไดโอดเข้าไปด้วย เพื่อให้ตัวเก็บประจุค่อยๆ คายประจุตามค่า RC time constant โดยสามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุและตัวต้านทานจากสมการ

$$C = \frac{i_{out} \times t_f}{2V_{PK}} \quad (3.3)$$

กำหนดให้ $I_{out} = 4A$, $t_f = 13 \text{ ns}$ และ $V_{PK} = 12 \text{ V}$ แทนค่าลงในสมการได้จะได้

$$C = \frac{4(13 \times 10^{-9})}{2 \times 12}$$

$$= 2.17 \text{ nF}$$

ค่าที่ได้ของตัวเก็บประจุของวงจรสับเบอร์ที่ได้จากการคำนวณเท่ากับ 2.17 nF แต่ในการใช้งานจริงค่าของตัวเก็บประจุที่เลือกใช้คือ 2.2 nF จากนั้นทำการหาค่าความต้านทานที่ใช้ในวงจรสับเบอร์จะได้ว่า

$$R = \frac{V_{PK}}{0.2i_{out}} \quad (3.4)$$

$$R = \frac{12}{0.2 \times 4} = 15 \text{ } \Omega$$

ค่าความต้านทานที่ใช้ในการออกแบบสร้างวงจรสับเบอร์จริงนั้นมีค่าเท่ากับ 10 Ω

3.3.5 การออกแบบหม้อแปลง

ในการออกแบบหม้อแปลงเพื่อหาคุณสมบัติหม้อแปลงนั้น มักจะพิจารณาข้อมูลที่เป็นค่า AL ซึ่งเป็นค่าที่แสดงจากสมการดังต่อไปนี้

$$AL = \frac{mH}{T^2} = \frac{L}{T^2} \quad (3.5)$$

โดยค่าความเหนี่ยวนำที่วัดได้ 96 mH เมื่อพันหม้อแปลงจำนวนรอบ 150 รอบ

$$AL = \frac{96 \times 10^{-3}}{150^2} = 4.26 \text{ mH/รอบ}^2$$

เนื่องจากเป็นผลการออกแบบต้องการเพิ่มแรงดันไฟกระแสตรง 12 โวลต์ เป็น 320 โวลต์ จะเกิดการเหนี่ยวนำทำให้มีกระแสไหลในขดลวดที่พันรอบๆแกนที่เป็นลูปปิด หม้อแปลงในอุดมคติ จะได้ว่า

$$\frac{V_P}{V_S} = \frac{N_P}{N_S} \quad (3.6)$$

$$\frac{12}{320} = \frac{1}{26.67}$$

ดังนั้นอัตราส่วนการพันรอบแกนเท่ากับ 1 : 27 รอบ

จากนั้นทำการหาจำนวนรอบของขดไพรมารี จากสมการ

$$N_P = \frac{V_P 10^8}{K f B_{max} A_e} \quad (3.7)$$

กำหนดให้ $V_P = 12 \text{ V}$, $K = 4$, $f = 20 \text{ kHz}$, $B_{max} = \frac{B_{sat}}{2}$ และ $A_e = 2.11$ ลงในสมการ

$$N_P = \frac{12 \times 10^8}{4 \times 20K \times 2000 \times 2.11}$$

$$= 3.55 \text{ รอบ}$$

ค่าที่ได้จากการคำนวณจำนวนรอบของไพรมารีเท่ากับ 3.55 รอบ แต่เมื่อทำการทดลองจริง ทำการพันขดไพรมารี 3 รอบ ดังนั้นจะได้จำนวนรอบในขดเซคันดารี 80 รอบ

จากนั้นหาค่ากระแสสูงสุดของหม้อแปลงขดไพรมารี

$$I_P = \frac{V_P}{L_P} \times \frac{T_{on}}{2} \quad (3.8)$$

กำหนดให้ $V_P = 12 \text{ V}$, $L_P = 41 \text{ } \mu\text{H}$ และ $T_{on} = 50 \text{ } \mu\text{s}$ แทนค่าลงในสมการจะได้

$$\begin{aligned} I_P &= \frac{12}{41 \text{ } \mu\text{H}} \times \frac{50 \text{ } \mu\text{H}}{2} \\ &= 7.3 \text{ A} \end{aligned}$$

กระแสสูงสุดที่ขดไพรมารีของหม้อแปลง 7.3 แอมแปร์

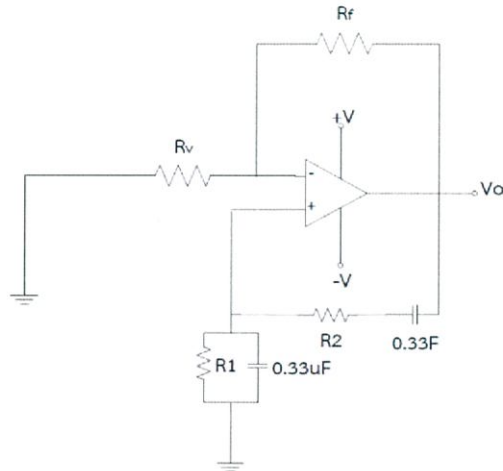
3.3.6 การออกแบบวงจรเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดบริดจ์ จะต้องใช้ไดโอดชนิด Fast Recovery จะใช้ไดโอดแบบธรรมดาไม่ได้ เนื่องจากหม้อแปลงที่ใช้นั้นเป็นหม้อแปลงชนิดความถี่สูง ซึ่งไดโอดที่ใช้เป็นสวิตช์นั้นจะถูกจำกัดด้วยเวลาฟื้นตัวย้อนกลับ กล่าวคือขณะไดโอดนำกระแสแล้วได้รับแรงดันไบแอสกลับ เป็นไปไม่ได้ที่ไดโอดจะหยุดนำกระแสและพร้อมที่จะนำกระแสได้ใหม่ทันที แต่จะนำกระแสต่อไปอีกช่วงเวลาหนึ่ง จึงพร้อมที่จะนำกระแสได้หรือฟื้นตัวย้อนกลับ ทำให้ไดโอดแบบฟื้นตัวเร็วเหมาะที่จะใช้ในกรณีนี้ เนื่องจากมีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับ (Reverse Recovery Time) ระหว่าง 0.1 ms ถึง 5 ms ซึ่งใช้มากในการเปิด-ปิดสะพานไฟหรือในสวิตช์ความถี่สูงของการแปลงผันกำลังไฟฟ้า

3.4 หลักการการออกแบบส่วนอินเวอร์เตอร์

3.4.1 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณรูปคลื่นไซน์

การสร้างสัญญาณไซน์ซึ่งมีขนาดความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ โดยใช้อุปกรณ์ขยายที่มีอัตราขยายสูง ในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ OP07CP นำมาต่อกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในลักษณะวงจรขยายไม่กลับเฟส โดยมี R_f และ R_v เป็นตัวปรับขยายแบบลูปปิดเพื่อให้เกิดสัญญาณไซน์ที่ต้องการและ R_1 , C_1 , R_2 และ C_2 เป็นโครงข่ายป้อนกลับ



รูปที่ 3.7 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเวนบริดจ์

กำหนด $f_0 = 50 \text{ Hz}$ และ $C_1 = C_2 = 0.33 \text{ } \mu\text{F}$ โดยที่ $R_1 = R_2$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{RC}} \quad (3.9)$$

$$R = \frac{1}{2\pi \times 50 \times (0.33 \times 10^{-9})}$$

$$R = 9.6 \text{ k}\Omega$$

ค่าความต้านทานที่ได้จากการคำนวณมีค่า 9.6 kΩ ความต้านทาน เลือกใช้จริง 10 kΩ

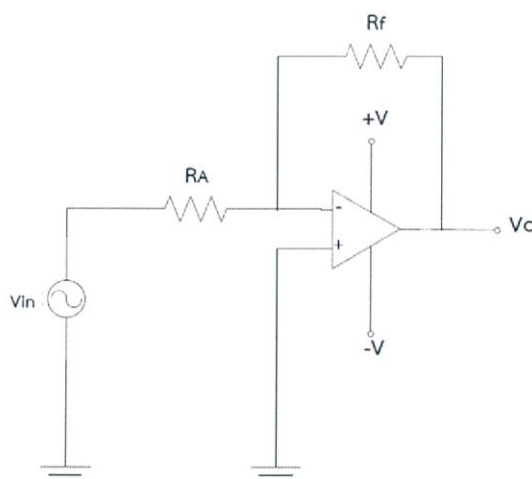
ซึ่งวงจรขยายต้องมีอัตราขยายเท่ากับ 3 เพื่อให้เป็นไปตามเงื่อนไขของ Barkhausen's Criteria หาได้จากสมการ

$$A = 3 = 1 + \frac{R_f}{R_v} \quad (3.10)$$

หรือ $R_f = 2R_v \quad (3.11)$

3.4.2 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

เนื่องจากในการออกแบบสร้างสัญญาณพัลส์วิทมนั้น SG3525 เป็นไอซีที่ทำการเปรียบเทียบสัญญาณเฉพาะในครึ่งซีกบวกเท่านั้น ดังนั้นหากสัญญาณไซน์ซีกลบเข้ามาจะไม่มีเอาต์พุตออกจาก SG3525 จึงต้องได้นำสัญญาณไซน์ที่เป็นความถี่พื้นฐานไปทำการกลับเฟสแก้ปัญหาด้วยการเลื่อนเฟสของสัญญาณไซน์ออกไป 180 องศา แล้วนำสัญญาณที่ได้จากออสซิลเลเตอร์แบบเวนบริดจ์ มาต่อเข้ากับวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสในที่นี้ใช้เบอร์ OP07CP เช่นกัน



รูปที่ 3.8 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

อัตราขยายแรงดันของสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R_f}{R_A} \quad (3.12)$$

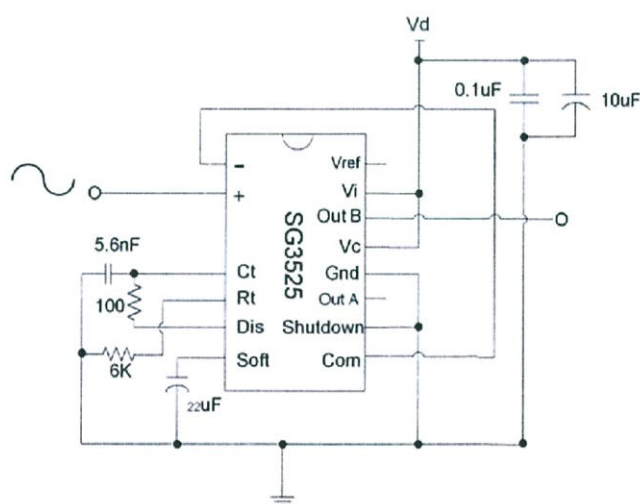
โดยในวงจรนี้ต้องการให้สัญญาณเอาต์พุตกลับเฟสเท่านั้น กำหนดอัตราขยายให้เท่ากับ 1

$$A_v = -\frac{20k}{20k} = -1$$

ได้อัตราขยายเท่ากับ -1 หมายความว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีการกลับเฟสไป 180 องศา

3.4.3 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณ PWM

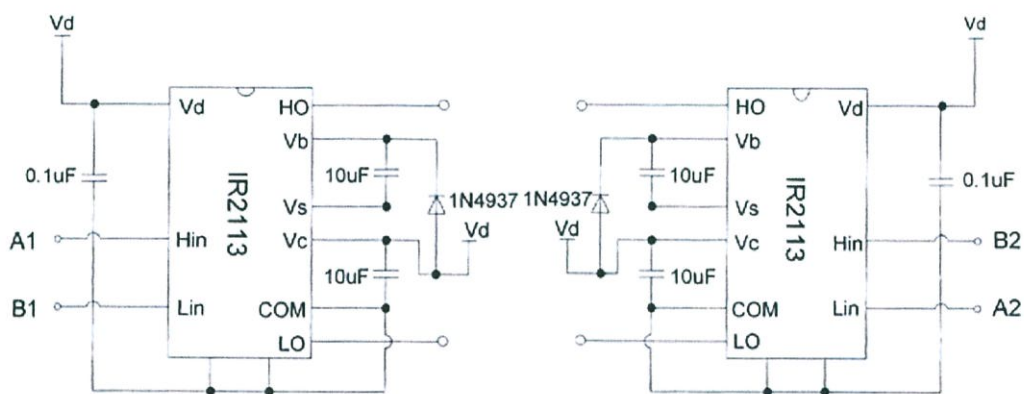
ไอซี SG3525 ในการสร้างสัญญาณ PWM ที่มีความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ โดยนำสัญญาณไซน์ป้อนเข้าที่ขาอนอินเวอร์ตัมเพื่อไปเปรียบเทียบกับคลื่นรูปฟันเลื่อยที่ได้จากออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งลักษณะสัญญาณ PWM ที่ได้จะเป็นแบบครึ่งไซน์ชอยดอล จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ป้อนให้กับไอซี IR2113 เพื่อทำการขับสวิตช์มอสเฟตต่อไป โดยการคำนวณเช่นเดียวกับส่วนของคอนเวอร์เตอร์



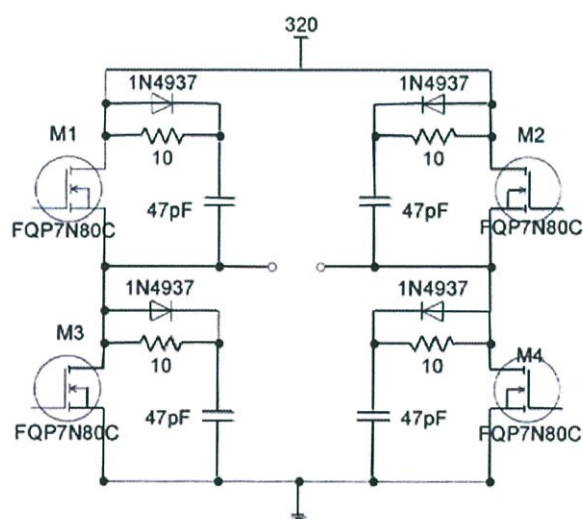
รูปที่ 3.9 การกำหนดความถี่ออสซิลเลเตอร์

3.4.4 การออกแบบวงจรขับสวิตช์มอสเฟต

มอสเฟตชนิด N จะสามารถทำหน้าที่เป็นสวิตช์ได้ก็ต่อเมื่อศักดา V_{GS} เป็นบวกเท่านั้น ถ้าหากนำมาใช้งานในวงจรลักษณะคอมมอนซอร์สจะสามารถทำการขับขาเกตได้ไม่ยากเพราะว่าแรงดันในการขับเกตไม่สูงเกินไฟเลี้ยงของวงจร แต่ถ้าหากต้องการที่จะใช้งานมอสเฟตชนิด N แบบคอมมอนเดรนจะเห็นว่าถ้าหากมอสเฟตทำงาน จะทำให้ศักดาที่ขาเดรนและขาซอร์สมีค่าเท่ากันซึ่งมีค่าเท่ากับไฟเลี้ยงของวงจร แต่แรงดันที่จะต้องให้ขับเกตต้องมีค่าสูงกว่าซอร์ส ซึ่งก็หมายความว่าต้องสูงกว่าไฟเลี้ยงเช่นกัน ดังนั้นจึงเป็นไปได้ที่จะขับเกตด้วยวิธีธรรมดา จึงเลือกใช้ไอซี IR เป็นตัวขับมอสเฟต คุณสมบัติของไอซีเบอร์นี้คือมีสองอินพุตและสองเอาต์พุตจึงสามารถขับสวิตช์ได้สองตัว

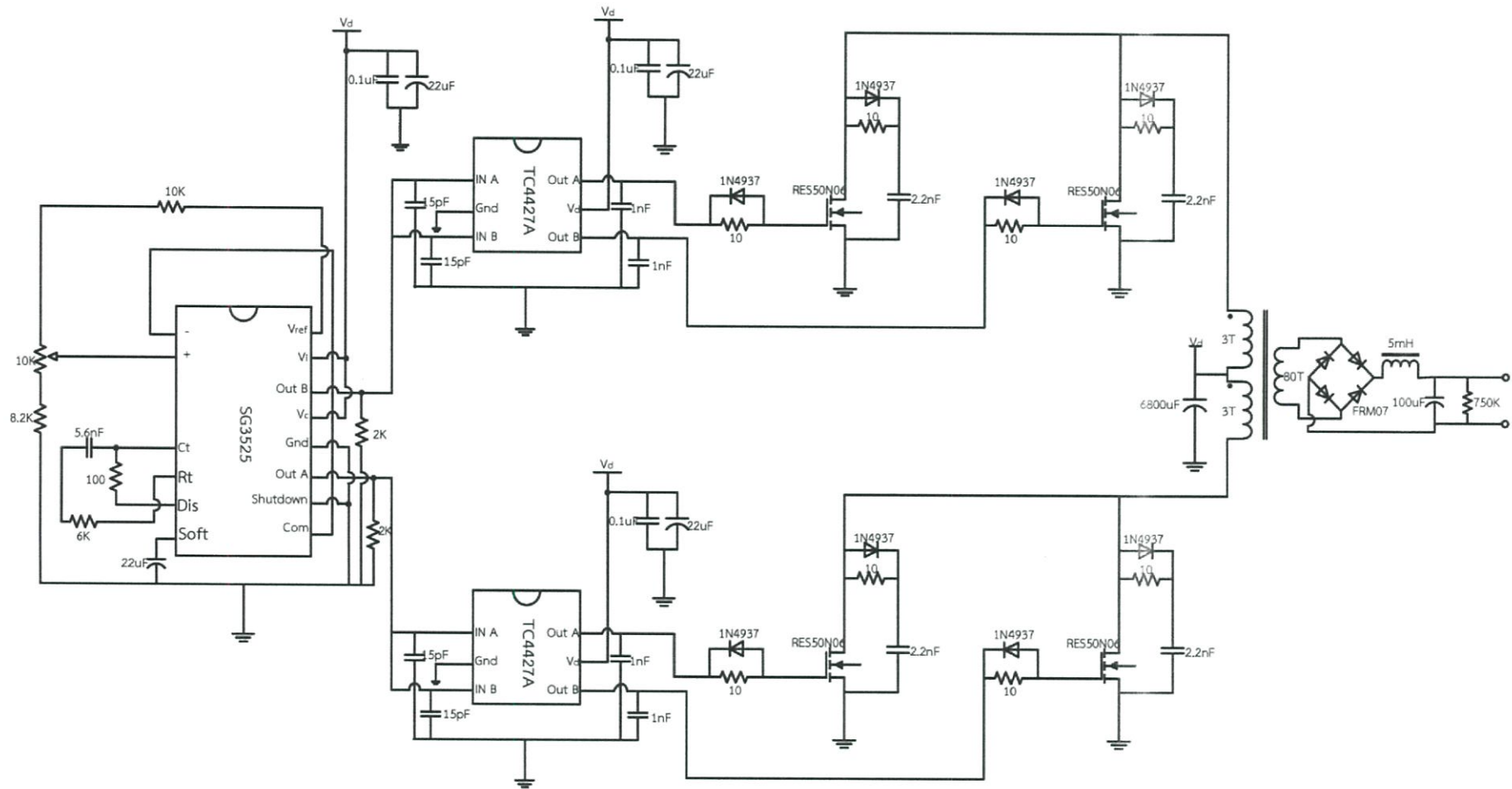


รูปที่ 3.10 วงจรขับสวิตช์มอสเฟต

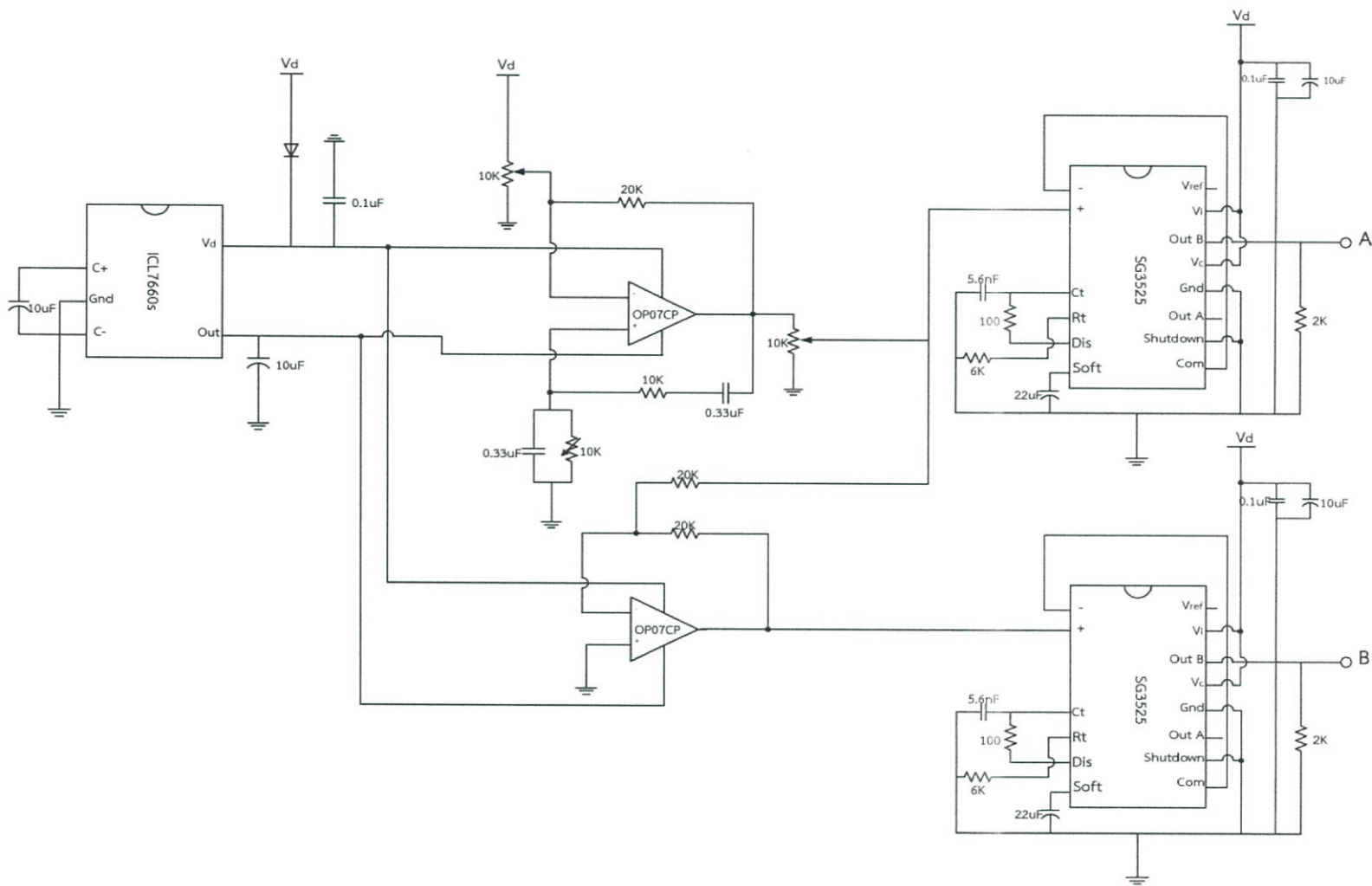


รูปที่ 3.11 การต่อสวิตช์มอสเฟต

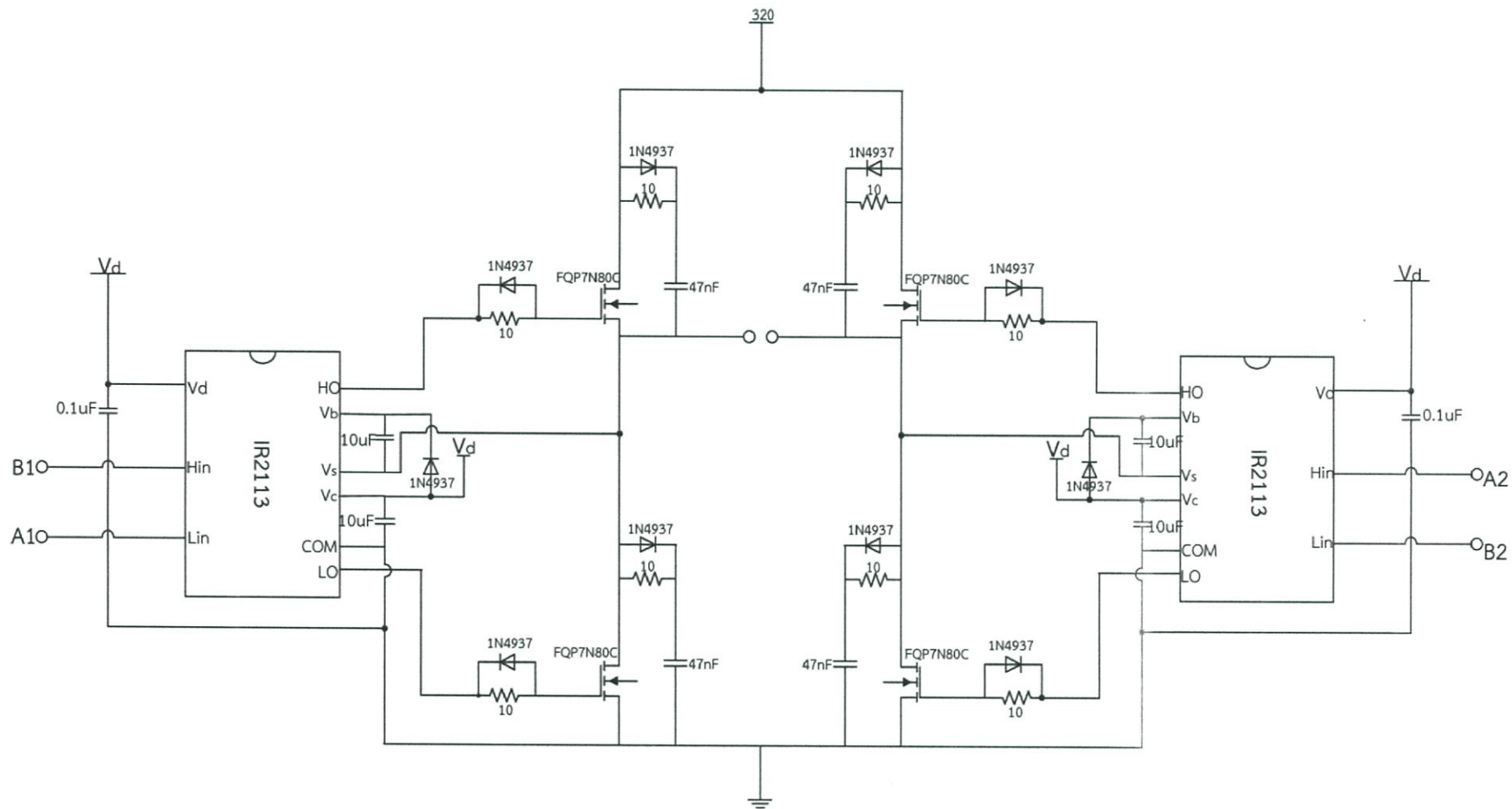
การทำงานในขณะที่เอาต์พุตของไอซีเบอร์ SG3525 สัญญาณฝั่งบวกมีค่าเป็น High จะถูกส่งให้กับ IR2113 ที่ขา A1 และ A2 เพื่อยกระดับแรงดันให้เหมาะสมในการนำไปใช้ขับขาคอมสเฟตตัวที่ 1 สถานะ High และตัวที่ 4 สถานะ Low พัลส์ที่ได้จะมีซิกบวก แต่ในทางกลับกันเมื่อเอาต์พุตของไอซีเบอร์ SG3525 สัญญาณฝั่งลบ มีค่าเป็น High จะถูกส่งให้กับ IR2113 ที่ขา B1 และ B2 นำไปใช้ขับขาคอมสเฟตตัวที่ 2 สถานะ High และตัวที่ 3 สถานะ Low พัลส์ที่ได้จะมีซิกลบ เมื่อนำมาต่อดูเลตกันจะได้สัญญาณซิกบวกซิกลบที่ไม่ซ้อนทับกัน



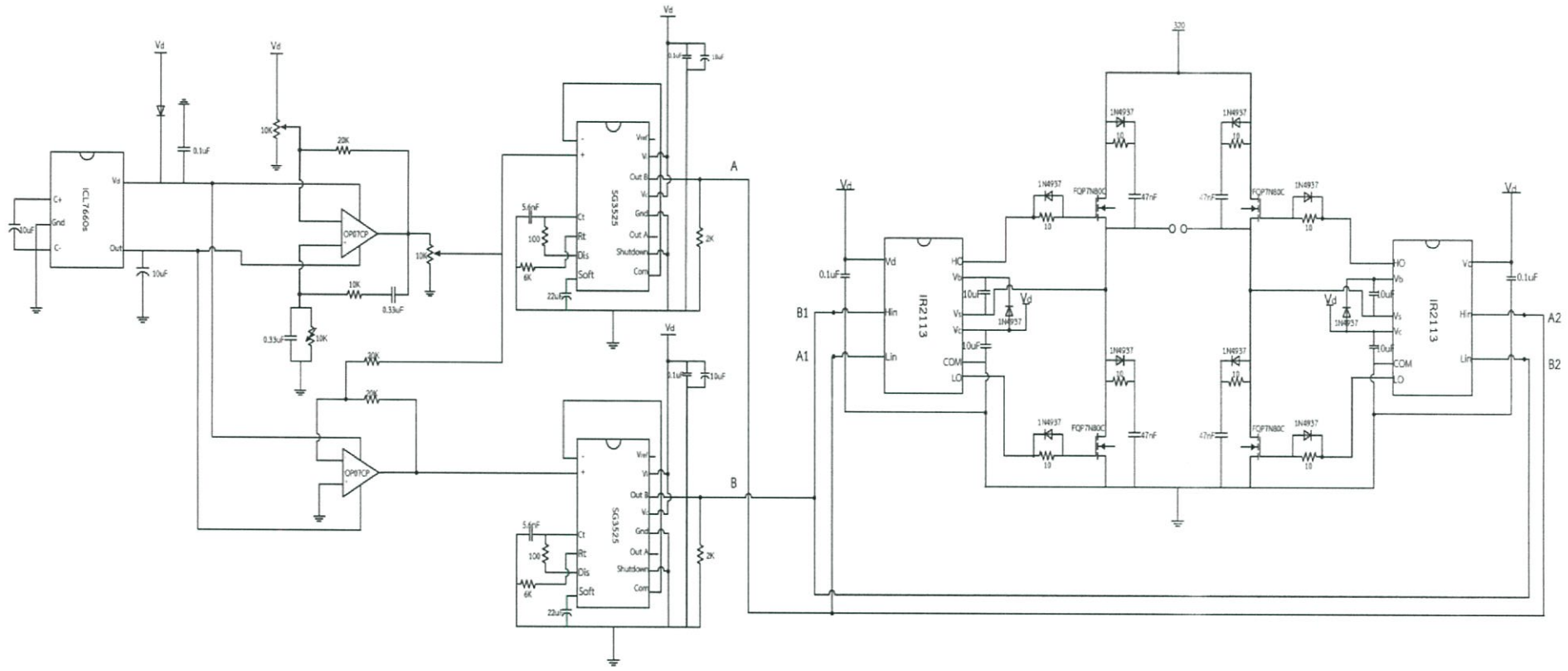
รูปที่ 3.12 วงจรคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.13 วงจรสร้างสัญญาณ PWM

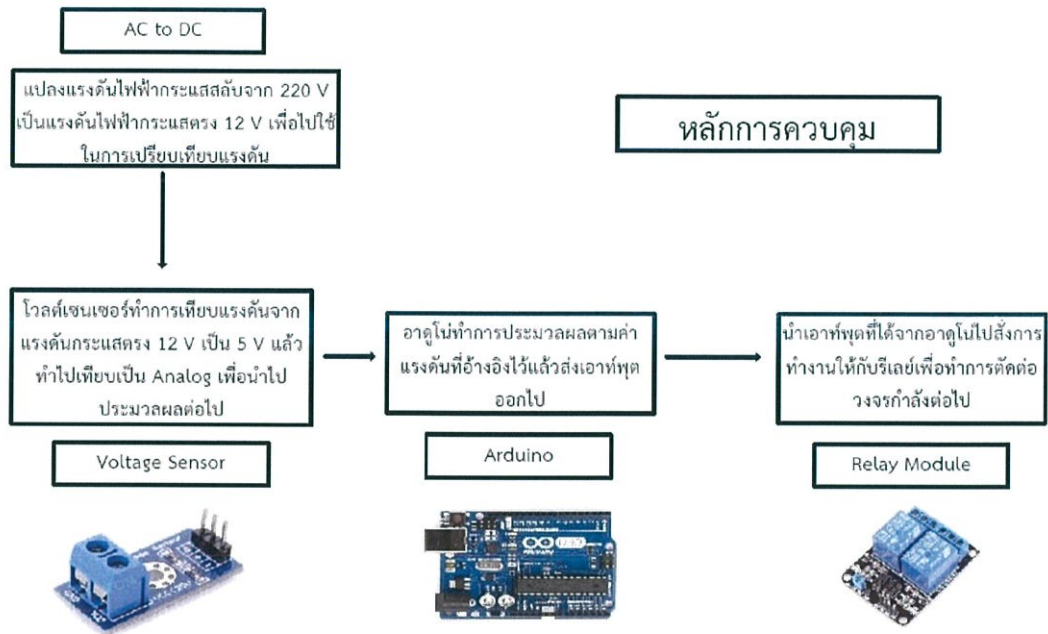


รูปที่ 3.14 วงจรขับสวิตช์มอสเฟต



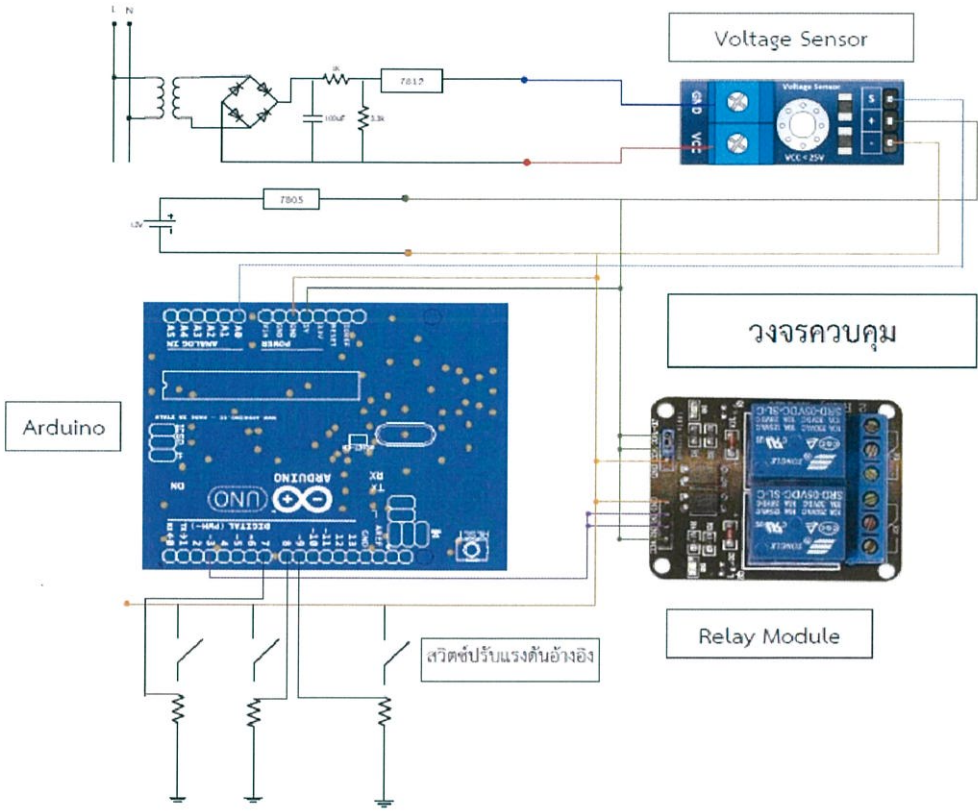
รูปที่ 3.15 วงจรอินเวอร์เตอร์

3.5 วงจรควบคุม



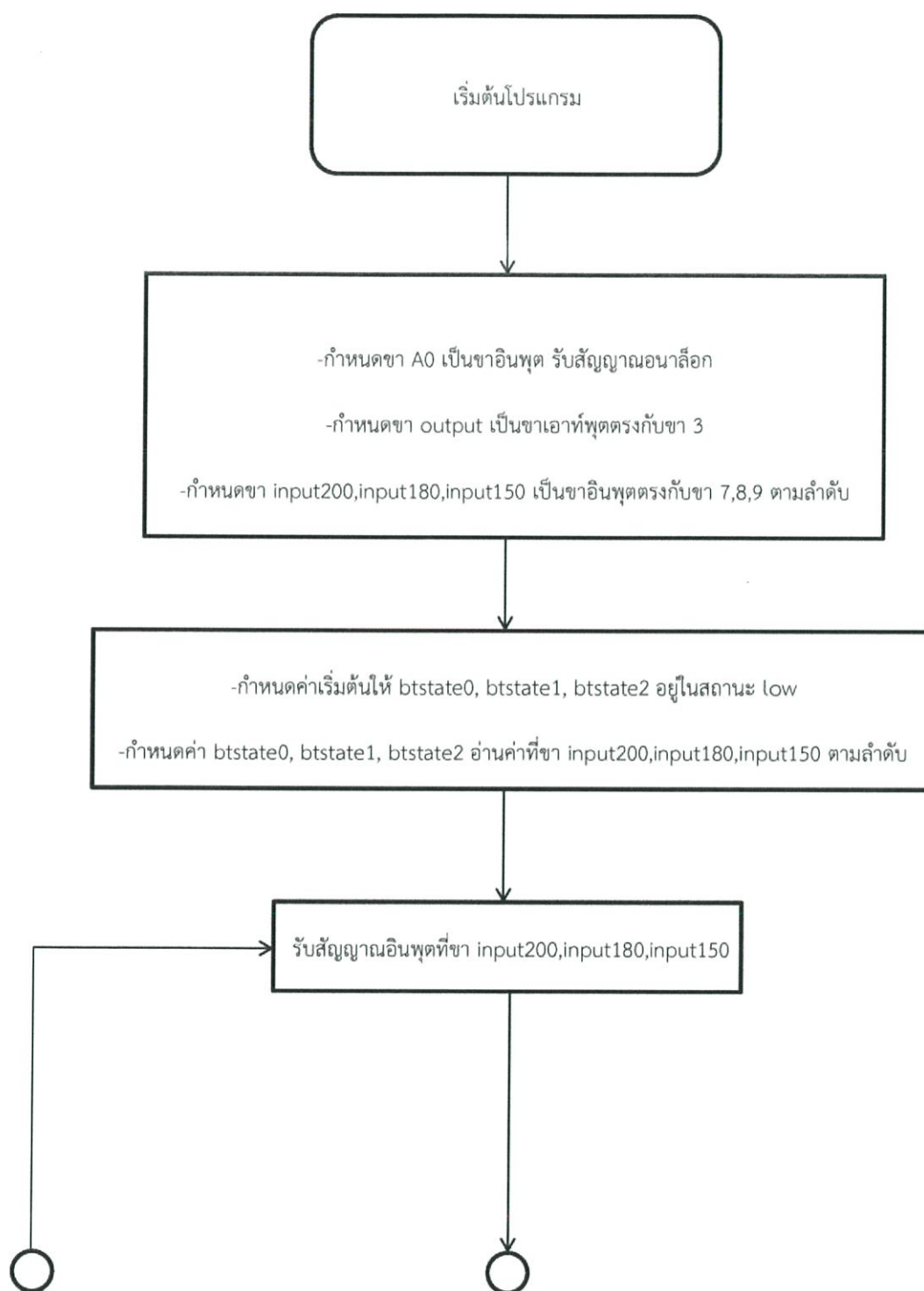
รูปที่ 3.16 หลักการทำงานของวงจรถวลควบคุม

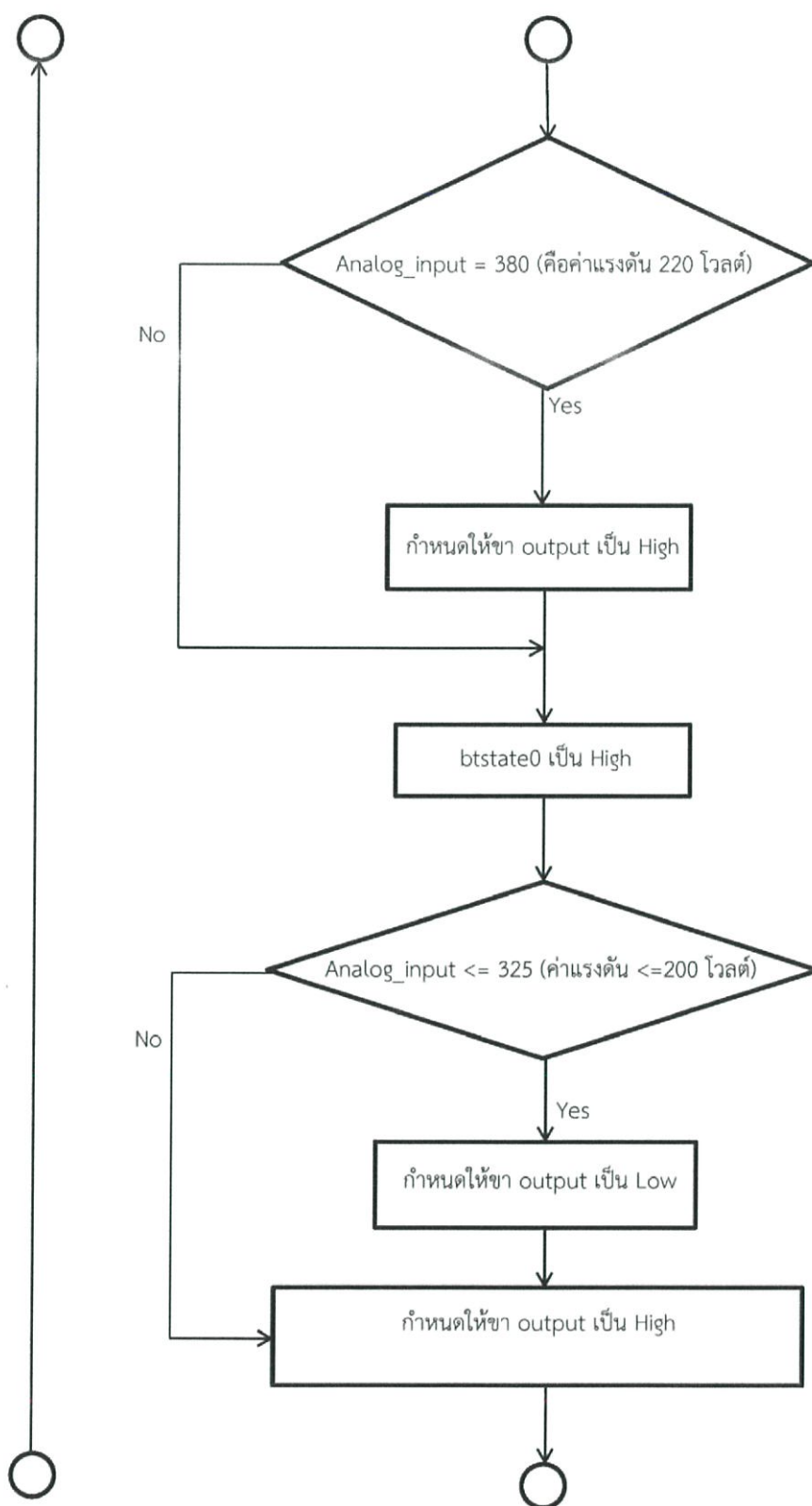
การออกแบบวงจรถวลควบคุม จะใช้รีเลย์โมดูลเป็นตัวตัดต่อวงจรในส่วนของวงจรถวล มีหลักการทำงานในส่วนของวงจรถวลคือแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์ โดยใช้วงจรเรียงกระแส ซึ่งใช้ ic เบอร์ 7812 ในการควบคุมระดับแรงดันให้มีค่าไม่เกิน 12 โวลต์ ส่งไปในส่วนของ voltage sensor เพื่อทำการเทียบแรงดันกระแสตรงจาก 12 โวลต์ เป็นแรงดันอินพุตกระแสตรง 5 โวลต์ส่งไปให้กับ Arduino UNO R3 โดย Arduino UNO R3 จะทำการประมวลผลและเปรียบเทียบแรงดันจากค่าแรงดันที่อ้างอิงไว้ และได้ทำการเซตค่าแรงดันอ้างอิงในส่วนของ Arduino UNO R3 ในการสั่งรีเลย์โมดูลให้ทำงานไว้ 3 ค่าคือค่าแรงดันที่ 150 โวลต์, 180 โวลต์ และ 200 โวลต์ โดยเมื่อแรงดันในส่วนของวงจรถวลถึงค่าที่เซตไว้ Arduino UNO R3 จะส่งเอาต์พุตที่ได้ออกไปเป็นสัญญาณดิจิทัลไปสั่งให้รีเลย์โมดูลทำงานเพื่อทำการตัดต่อวงจรในส่วนของวงจรถวลต่อไป

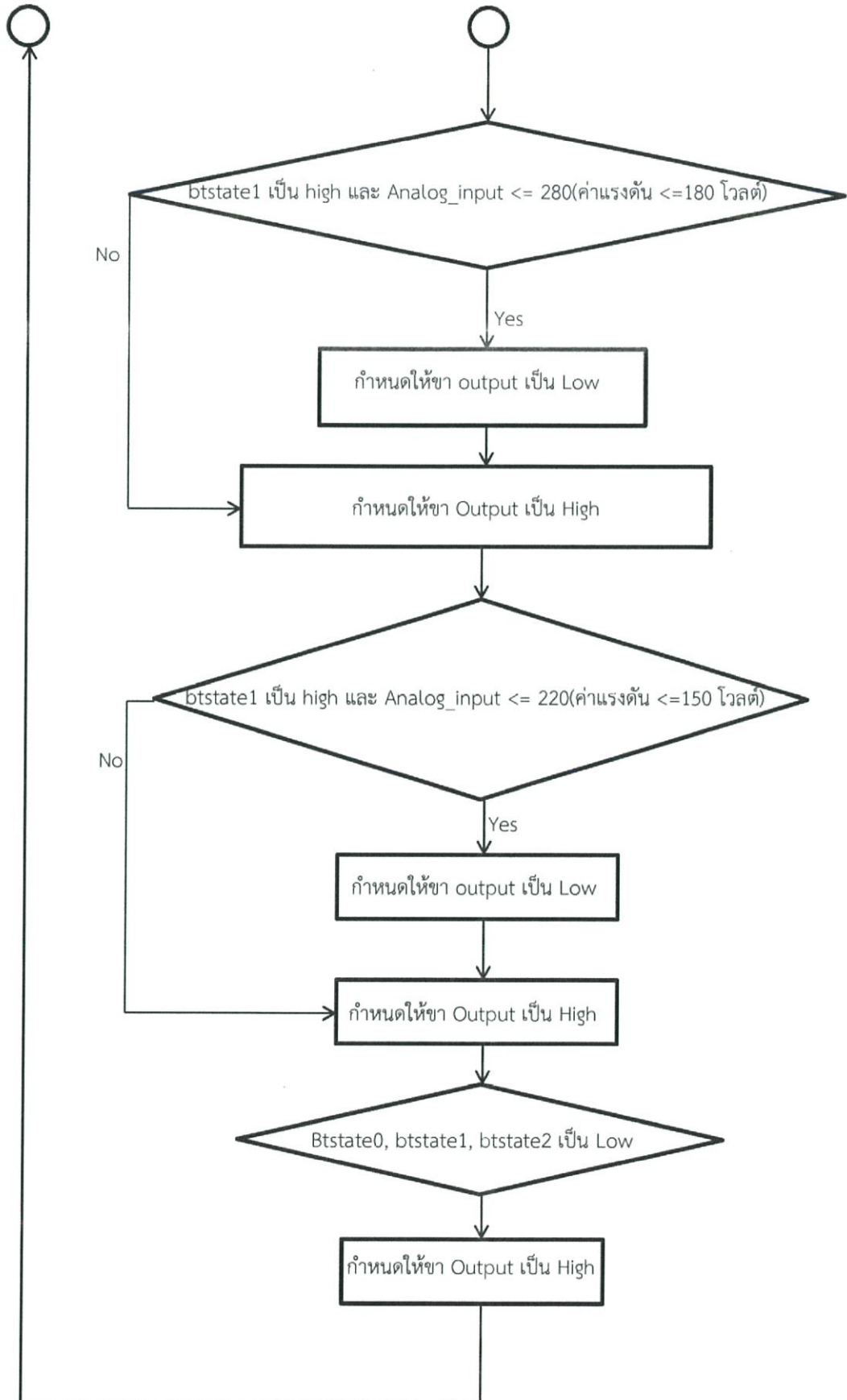


รูปที่ 3.17 วงจรควบคุม

3.6 แผนผังการทำงานของระบบ





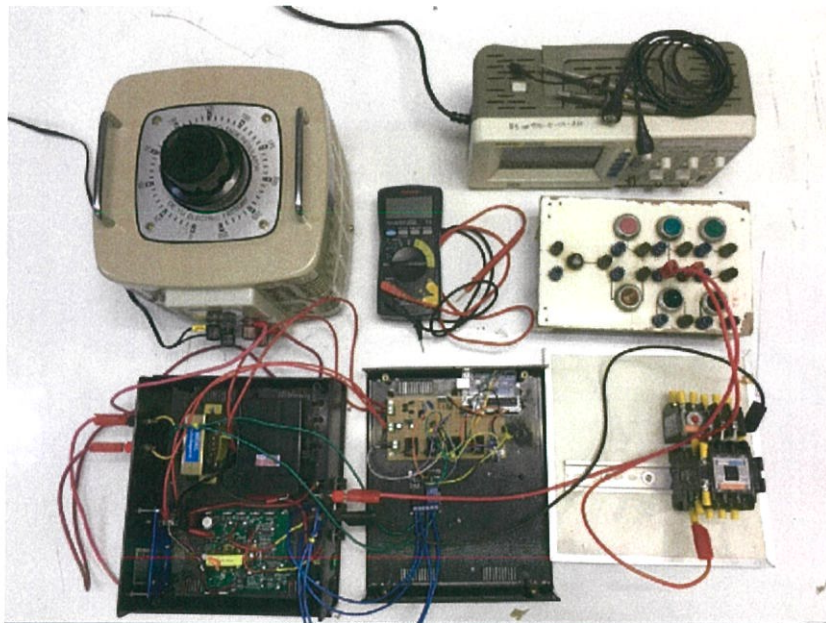


บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การเตรียมการทดสอบและอุปกรณ์ในการทดสอบ

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบประกอบไปด้วย วงจรชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ พิวส์ชุดตัวตัดต่อวงจร สวิตช์ปุ่มกด เครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ และอุปกรณ์การวัดต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 ในการทดสอบจะใช้การแปลงแรงดันไฟฟ้าจากแบตเตอรี่เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าแรงดันสูงขึ้น โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ ในขั้นตอนการควบคุมการสับเปลี่ยนการจ่ายแรงดันระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้าของระบบกับวงจรชดเชยแรงดัน จะใช้วิธีการแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าของระบบจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์ แล้วประมวลผลเพื่อควบคุมการสับเปลี่ยนแหล่งจ่ายด้วยวงจรอาอูโน้ ซึ่งวงจรอาอูโน้จะสลับการทำงานตามแรงดันอ้างอิงที่ได้ตั้งค่าไว้ ในส่วนของการตรวจสอบแรงดันอ้างอิง จะใช้เซนเซอร์ตรวจจับแรงดันไฟฟ้า และใช้รีเลย์โมดูลเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ในการจ่ายแรงดันไฟฟ้าเพื่อชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ



รูปที่ 4.1 อุปกรณ์ทดสอบการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ

4.2 บทนำ

ในบทนี้จะทำการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะด้วยวงจรชดเชยแรงดันตกที่ขนาดแรงดันต่างๆ โดยในการทดลองจะจำลองแรงดันตกชั่วขณะโดยใช้หม้อแปลงแบบปรับค่าได้ ปรับเปลี่ยนค่าแรงดันสูงต่ำอย่างรวดเร็ว และทดลองจ่ายให้กับตัวตัดต่อวงจรหลายๆตัว โดยทำการจ่ายที่ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรเพื่อทดลองว่าสามารถทำให้ตัวตัดต่อวงจรสามารถทำงานได้ตามปกติหรือไม่ ในการทดลองทำการเก็บผลโดยใช้ออสซิลโลสโคปเก็บภาพการชดเชยแรงดันไฟฟ้าและวัดค่าแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดของตัวตัดวงจร

4.3 ขอบเขตการทดลอง

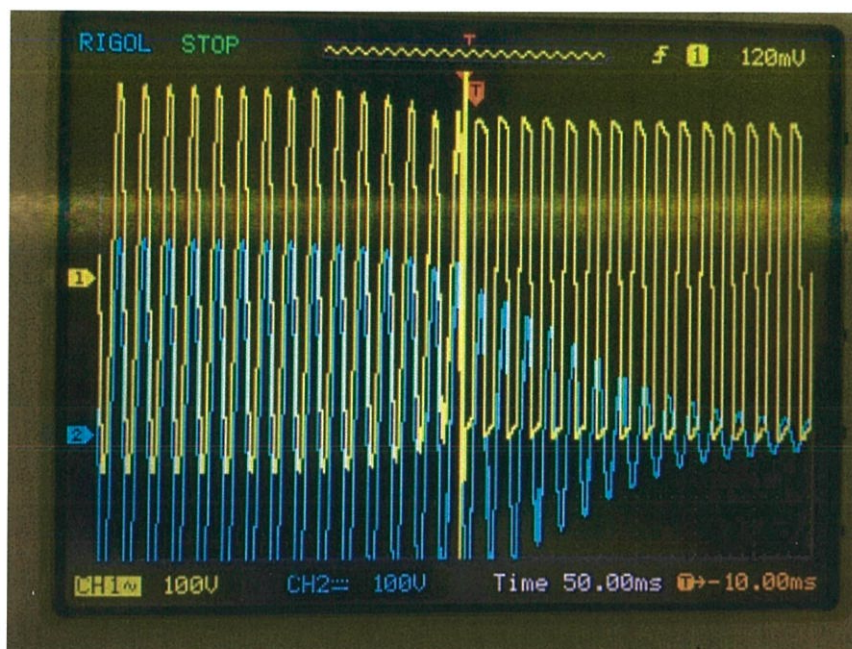
ในการทดลองจะทำการชดเชยแรงดันจากตัวชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ โดยจะจำลองแรงดันตกของแหล่งจ่ายปกติให้ลดลงจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ และกลับมาสู่ค่าแรงดันกระแสสลับที่ 220 โวลต์เท่าเดิมอย่างรวดเร็ว และได้ทำการตั้งค่าในการสลับแหล่งจ่ายจากแหล่งจ่ายปกติเป็นตัวชดเชยแรงดันไว้ที่ค่าแรงดันอ้างอิง โดยได้ทำการตั้งค่าในแต่ละระดับแรงดันไว้ที่แรงดันอ้างอิง 200 โวลต์ 180 โวลต์ และ 150 โวลต์ ตามลำดับ และทดสอบกับตัวตัดต่อวงจรที่ใช้ทดสอบจำนวน 1 และ 3 ตัวตามลำดับ ในส่วนของการทดลองจ่ายแรงดันให้กับขดลวดของตัวตัดวงจรตัวเดียว จะทำการทดลองที่ระดับแรงดันอ้างอิงแต่ละระดับจำนวน 3 ครั้ง

4.4 ผลการทดลอง

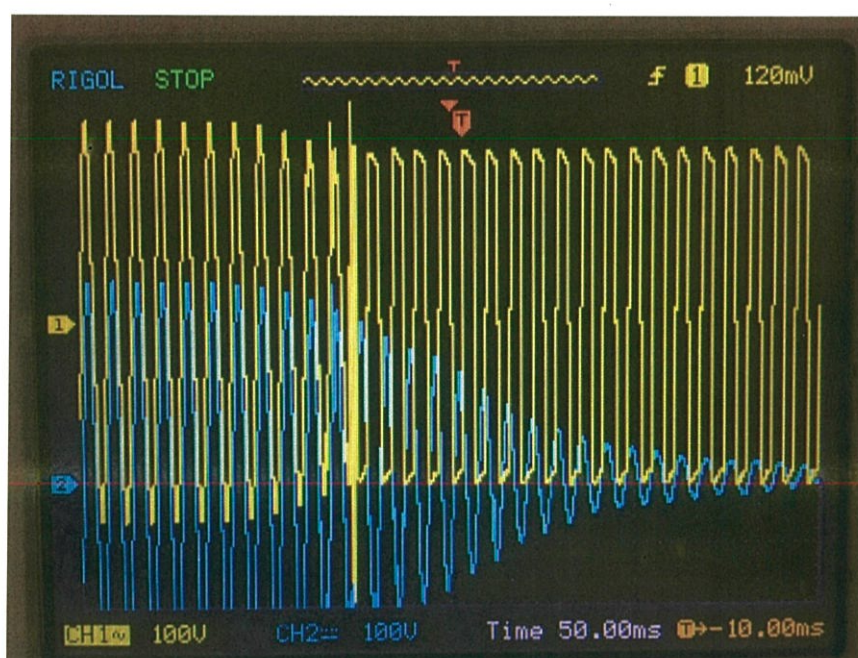
ในการบันทึกกราฟแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับขดลวดของตัวตัดต่อวงจร ซึ่งใช้ออสซิลโลสโคปในการบันทึกผลการทดลอง CH1 ซึ่งเป็นกราฟสีเหลือง คือกราฟแสดงแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดของตัวตัดต่อวงจร CH2 ซึ่งเป็นกราฟสีฟ้า คือกราฟแรงดันไฟฟ้าที่วัดจากแหล่งจ่าย ในส่วนของการวัดกระแสจะใช้แคมป์วัดกระแสที่วงจรชดเชยแรงดันตกชั่วขณะที่จ่ายให้กับขดลวดของตัวตัดต่อวงจร

4.4.1 การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะที่จ่ายแรงดันให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 1 ตัว

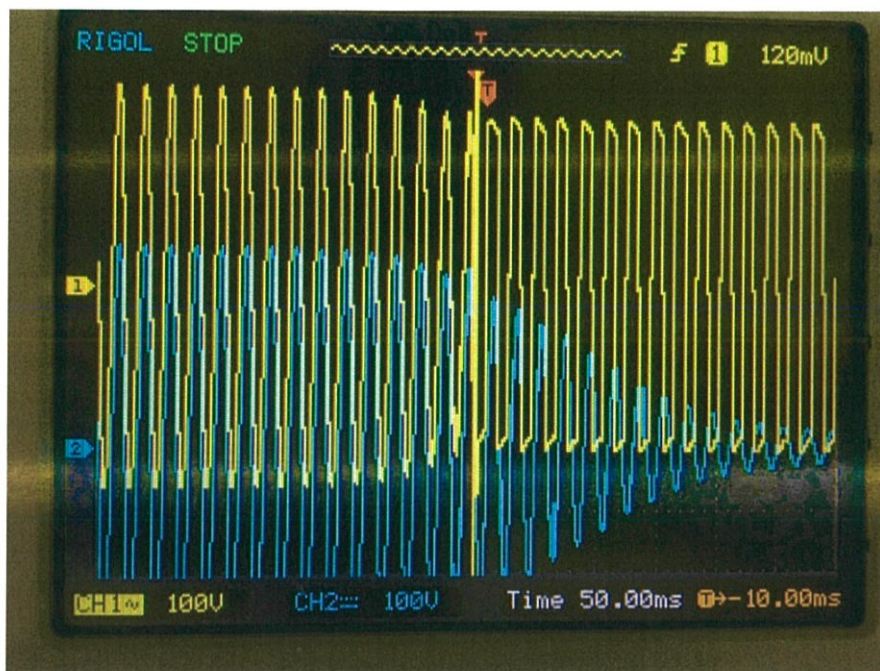
4.4.1.1 การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะที่จ่ายแรงดันให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 1 ตัว ที่ระดับแรงดันอ้างอิง 200 โวลต์



รูปที่ 4.2 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 200 โวลต์ ครั้งที่ 1

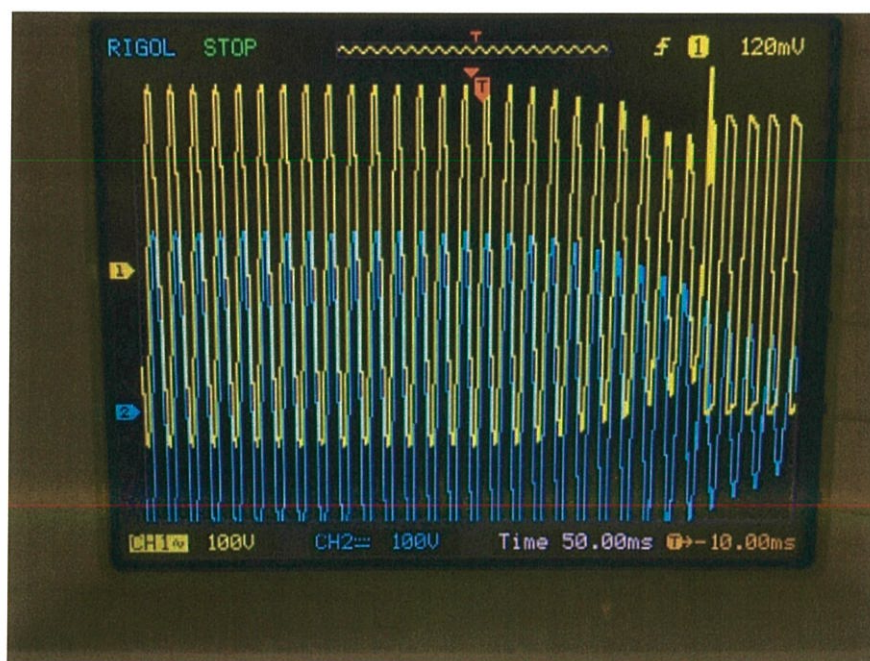


รูปที่ 4.3 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 200 โวลต์ ครั้งที่ 2

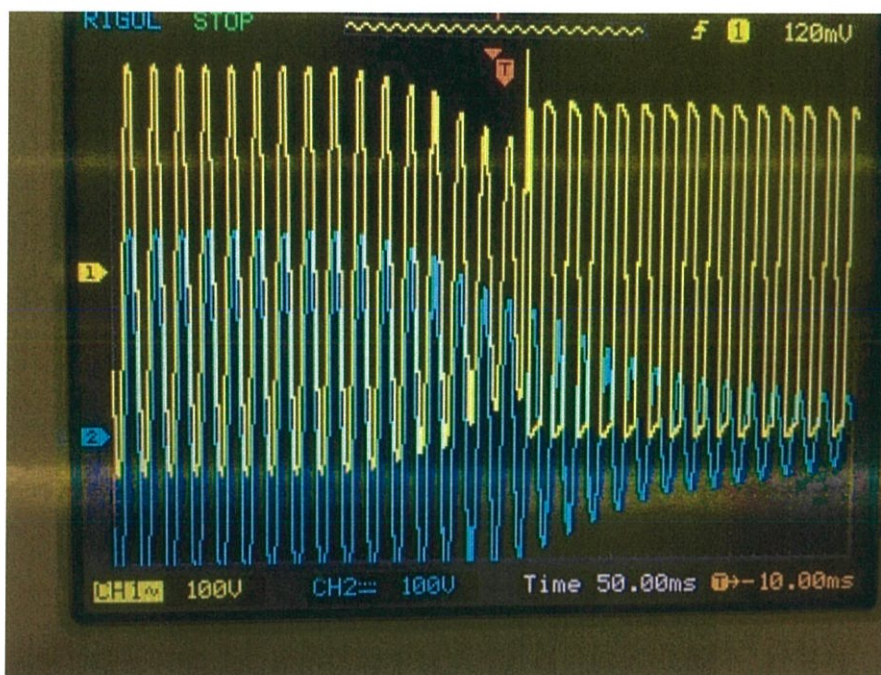


รูปที่ 4.4 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 200 โวลต์ ครั้งที่ 3

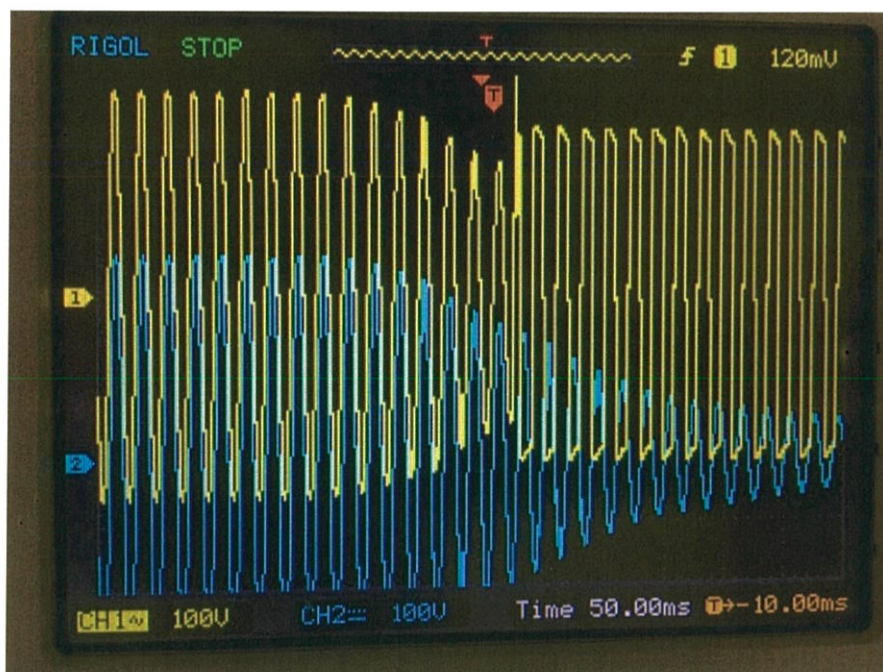
4.4.1.2 การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะที่จ่ายแรงดันให้โหลดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 1 ตัว ที่ระดับแรงดันอ้างอิง 180 โวลต์



รูปที่ 4.5 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 180 โวลต์ ครั้งที่ 1

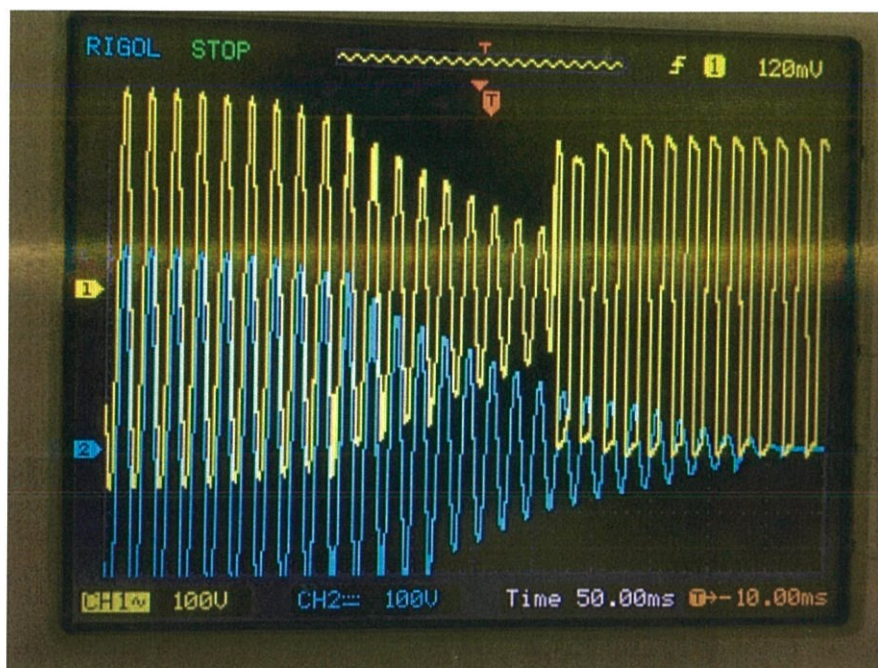


รูปที่ 4.6 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 180 โวลต์ ครั้งที่ 2



รูปที่ 4.7 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 180 โวลต์ ครั้งที่ 3

4.4.1.3 การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะที่จ่ายแรงดันให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 1 ตัว ที่ระดับแรงดันอ้างอิง 150 โวลต์



รูปที่ 4.8 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 150 โวลต์ ครั้งที่ 1



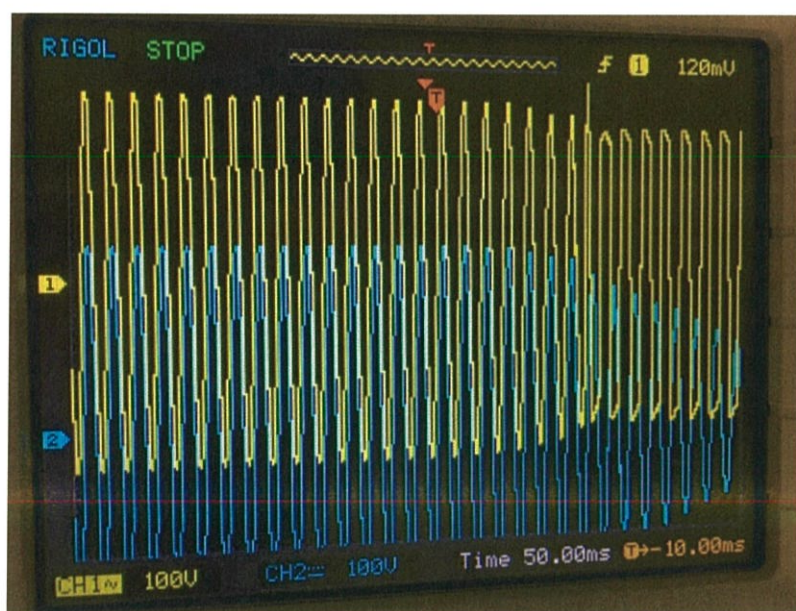
รูปที่ 4.9 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 150 โวลต์ ครั้งที่ 2



รูปที่ 4.10 กราฟการชดเชยแรงดันที่แรงดันอ้างอิง 150 โวลต์ ครั้งที่ 3

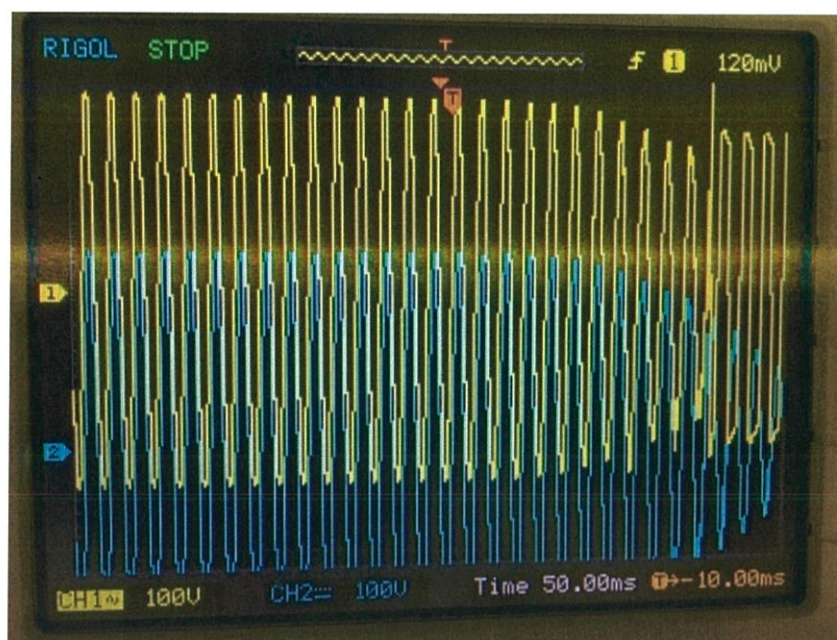
4.4.2 การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะที่จ่ายแรงดันให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 3 ตัว

4.4.2.1 การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะที่จ่ายแรงดันให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 3 ตัว
ที่ระดับแรงดันอ้างอิง 200 โวลต์



รูปที่ 4.11 กราฟการชดเชยแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดของตัวตัดต่อวงจร
จำนวน 3 ตัว ที่แรงดันอ้างอิง 200 โวลต์

4.4.2.2 การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะที่จ่ายแรงดันให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 3 ตัว ที่ระดับแรงดันอ้างอิง 180 โวลต์



รูปที่ 4.12 กราฟการชดเชยแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดของตัวตัดต่อวงจร
จำนวน 3 ตัว ที่แรงดันอ้างอิง 180 โวลต์

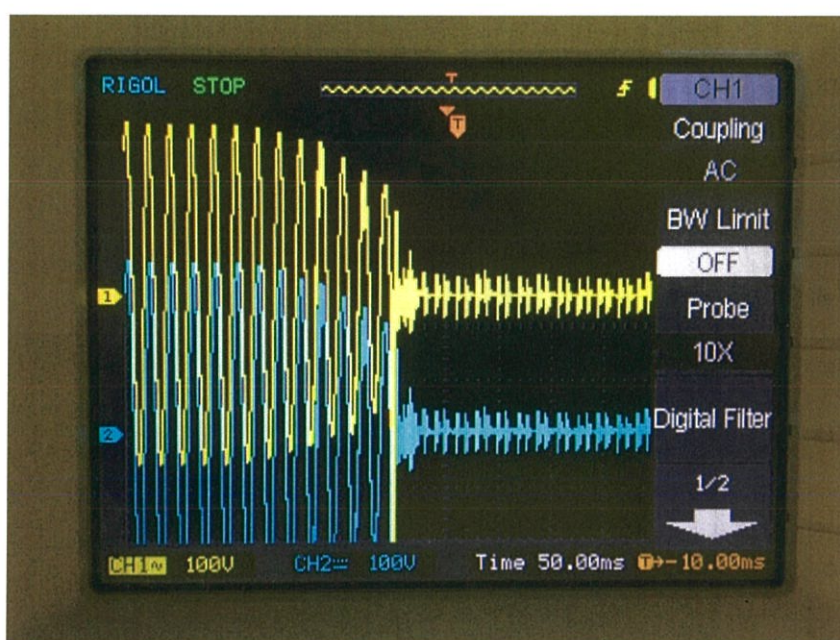
4.4.2.1 การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะที่จ่ายแรงดันให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 3 ตัว ที่ระดับแรงดันอ้างอิง 150 โวลต์

วงจรชดเชยแรงดันไม่สามารถจ่ายได้เพราะตัวตัดต่อวงจรมีการดึงกระแสสูง ซึ่งวงจรชดเชยแรงดันไม่สามารถจ่ายกระแสที่สูงขึ้นอันเนื่องมาจากกระแสกระชากได้ทันทีก่อนที่หน้าสัมผัสของตัวตัดต่อวงจรจะติดออกจากกัน ซึ่งกราฟของรูปแรงดันไฟฟ้าในกรณีนี้จะแสดงในหัวข้อ 4.4.3

กราฟที่ได้จากการทดลองการชดเชยแรงดันตกของแรงดันอ้างอิงทั้ง 3 ที่ระดับแรงดันกระแสสลับ 200 โวลต์, 180 โวลต์ และ 150 โวลต์ ของการจ่ายแรงดันให้กับขดลวดของตัวตัดวงจรตัวเดียวและสามตัว ยกเว้นการจ่ายตัวตัดวงจรสามตัวที่แรงดันอ้างอิง 150 โวลต์ วงจรชดเชยแรงดันไม่สามารถชดเชยแรงดันได้ รูปกราฟสีเหลืองใน CH 1 ระดับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายมีค่าแรงดันตกลงไปจนเมื่อถึงระดับแรงดันอ้างอิงที่ตั้งไว้ ซึ่งสังเกตจากกราฟจะเห็นช่วงที่เกิดการเปลี่ยนแปลงของกราฟแรงดันนั้นก็คือวงจรชดเชยแรงดันทำหน้าที่ในการจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรแทนแหล่งจ่าย ซึ่งเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบกันระหว่างกราฟของแหล่งจ่ายกับกราฟ

แรงดันของวงจรชดเชยจะเห็นว่ามึลักษณะรูปกราฟใกล้เคียงกันโดยที่แหล่งจ่ายปกติเป็นรูปคลื่นไซน์ ส่วนวงจรชดเชยได้กราฟแรงดันไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นแบบโมดิฟายไซน์ และเมื่อสังเกตช่วงเวลาในการสับเปลี่ยนเปลี่ยนแหล่งจ่ายจะเห็นว่ามีการสับเปลี่ยนไม่เกิน 1 ลูกคลื่น ซึ่งใช้เวลาไม่เกิน 20 ms สามารถจ่ายแรงดันชดเชยได้ ในส่วนของค่ากระแสไฟฟ้าวัดที่วงจรชดเชยแรงดันค่าเริ่มต้นอยู่ที่ 0.35 แอมแปร์ เมื่อจ่ายให้กับขดลวดของตัวตัดวงจรตัวเดียวได้ค่ากระแส 0.58 แอมแปร์ และเมื่อจ่ายให้กับขดลวดของตัวตัดวงจรสามตัวได้ค่ากระแส 1.07 แอมแปร์

4.4.3 ในกรณีที่วงจรชดเชยแรงดันไม่สามารถชดเชยแรงดันได้



รูปที่ 4.13 กราฟกรณีวงจรชดเชยไม่สามารถจ่ายชดเชยแรงดันได้

4.5 สรุป

จากการทดลองการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะให้กับขดลวดของตัวตัดต่อวงจร ในกรณีแรงดันอ้างอิง 180 โวลต์ และ 200 โวลต์ วงจรชดเชยแรงดันสามารถทำงานได้โดยหน้าสัมผัสของตัวตัดต่อวงจรยังคงสัมผัสกันและสามารถทำงานได้อย่างปกติ เมื่อทำการทดสอบกับตัวตัดต่อวงจรจำนวน 1 ตัว และ 3 ตัวใน ส่วนกรณีแรงดันอ้างอิง 150 โวลต์ วงจรชดเชยแรงดันไม่สามารถทำงานได้ โดยหน้าสัมผัสของตัวตัดต่อวงจรยังคงสัมผัสกันแต่เกิดกระแสกระชาก เนื่องมาจากเป็นช่วงแรงดันที่ตัวตัดต่อวงจรมีกำลังไม่เพียงพอที่จะคงสภาพของหน้าสัมผัสของตัวตัดต่อวงจรให้สัมผัสกันอย่างมีเสถียรภาพ

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

ในภาคอุตสาหกรรม แรงดันตกชั่วขณะเป็นหนึ่งในสาเหตุของปัญหาคุณภาพไฟฟ้า (Power Quality Problems) ซึ่งแรงดันตกชั่วขณะ (Voltage Sag) คือค่าแรงดันไฟฟ้า RMS ที่มีขนาดลดลงอยู่ระหว่าง 0.1-0.9 pu. ในช่วงเวลาระหว่าง 0.01 วินาที จนถึง 1 นาที แรงดันไฟฟ้าตกชั่วขณะมีสาเหตุหลักเกิดจากฟอลต์ในระบบไฟฟ้า ซึ่งเป็นวงจรไฟฟ้าอื่นที่อยู่ในระบบไฟฟ้าเดียวกัน และจะเกิดขึ้นในขณะที่ฟอลต์ยังคงอยู่ในระบบ โดยความรุนแรงของแรงดันไฟฟ้าตกชั่วขณะที่ส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ในระบบการผลิตจะขึ้นอยู่กับความลึกของแรงดันที่ตกลงและระยะเวลาการเกิด โดยความลึกของแรงดันที่ตกลงจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสลัดวงจรของตำแหน่งที่เกิดฟอลต์คือ ถ้าค่ากระแสลัดวงจรสูงจะเป็นผลทำให้แรงดันยิ่งตกลงมาก และระยะเวลาการเกิดของแรงดันไฟฟ้าตกชั่วขณะซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าเวลาของอุปกรณ์ป้องกันที่ทำการตัดฟอลต์ออกจากระบบ ซึ่งในส่วนของการอุตสาหกรรมนั้นต้องประสบปัญหาที่เกิดจากแรงดันตก เป็นผลที่ทำให้เกิดความสูญเสียอื่นๆตามมาอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ก่อให้เกิดความเสียหายอย่างมาก โดยเฉพาะกับโรงงานอุตสาหกรรมที่มีโหลดที่อ่อนไหวต่อแรงดัน เช่น โหลดที่เป็นอินเวอร์เตอร์ หรือคอนเวอร์เตอร์ สำหรับจ่ายกำลังให้กับมอเตอร์ในงานอุตสาหกรรม คอมพิวเตอร์ในออฟฟิศ เป็นต้น โดยสถานที่ที่สำคัญ ได้แก่ โรงงานผลิตรถยนต์ อุตสาหกรรมสารกึ่งตัวนำ อุปกรณ์ถ่ายทอดสัญญาณ อาคารสำนักงาน และโรงพยาบาล หรือศูนย์การแพทย์ เป็นต้น

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้จึงได้นำเสนอถึงเทคนิคและวิธีการในการออกแบบการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันหายภายในโรงงานอุตสาหกรรม ในส่วนของตัวตัดต่อวงจรวงจรชดเชยแรงดันตกนี้ ได้ออกแบบการชดเชยแรงดันจากสภาวะการทำงานของตัวตัดต่อวงจรที่แรงดันขนาดต่างๆ โดยภายในวงจรประกอบไปด้วย วงจรส่วนกำลัง และวงจรส่วนควบคุม มีหลักการทำงานของวงจรคือ เมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับน้อยกว่าหรือเท่ากับ 150 โวลต์ หน้าสัมผัสตัวตัดต่อวงจรจะเริ่มสั่นและมีเสียงดัง ตัวตัดต่อวงจรจะหยุดการทำงานที่แรงดัน 110 โวลต์ คิดเป็น 50% ของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับโดยทั่วไป ดังนั้นจึงได้ทำการตั้งค่าแรงดันอ้างอิงไว้ 3 ค่า ซึ่งสามารถเลือกใช้ค่าใดค่าหนึ่งได้ โดยได้กำหนดแรงดันอ้างอิงไว้ ที่แรงดัน 150 โวลต์, 180 โวลต์ และ 200 โวลต์ เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่มาจ่ายขดลวดของตัวตัดต่อวงจรมีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันอ้างอิงที่ตั้งไว้ วงจรควบคุมจะทำการสลับแหล่งจ่ายจากแหล่งจ่ายไปปกติเป็นแหล่งจ่ายของวงจรชดเชยแรงดันที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการแปลงแรงดันจากไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์ เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ แทน โดยใช้วงจรอาคูโนในส่วนของวงจรควบคุมรีเลย์โมดูล

ให้รีเลย์โมดูลเป็นตัวตัดต่อวงจรในการสลับแหล่งจ่ายแรงดัน เพื่อชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันหายที่เกิดขึ้น

5.1 สรุปผลการทดลอง

5.1.1 วงจรชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันหายสามารถตอบสนองต่อค่าแรงดันที่เปลี่ยนแปลงได้โดยรีเลย์สวิตช์สามารถต่อวงจรชดเชยแรงดันเข้าสู่ตัวตัดต่อวงจรได้ เมื่อค่าแรงดันจากแหล่งจ่ายมีค่าต่ำกว่าที่กำหนดไว้และสามารถตัดวงจรชดเชยแรงดันออกจากตัวตัดต่อวงจรได้เมื่อมีค่าแรงดันจากแหล่งจ่ายมีค่าสูงกว่าที่กำหนดไว้

5.1.2 วงจรชดเชยแรงดันสามารถตัดต่อวงจรเข้าสู่ตัวตัดต่อวงจรให้กราฟแรงดันของขดลวดในตัวตัดต่อวงจรคงที่ซึ่งมีความไม่คงที่ของแรงดันในช่วงแรกแต่ยังอยู่ในระดับที่สามารถยอมรับได้

5.1.3 วงจรชดเชยแรงดันไฟฟ้ามีการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันตกได้อย่างรวดเร็ว ซึ่งความเร็วในการตอบสนองอยู่ในช่วง 5 ms ถึง 10 ms

5.2 ปัญหาและอุปสรรค

5.2.1 มีการปรับเปลี่ยนวงจรชดเชยแรงดันไฟฟ้าในช่วงควบคุมการตอบสนองต่อแรงดันตกชั่วขณะ บ่อยครั้ง เนื่องจากเมื่อนำมาทดสอบจริง ผลไม่ออกมาตามที่คำนวณไว้

5.2.2 วงจรจ่ายแรงดันเกิดความเสียหายจากวงจรควบคุมที่ตอบสนองต่อแรงดันตกผิดพลาด เกิดการลัดวงจรของการตัดต่อวงจร และเกิดกระแสกระชากภายในวงจร

5.2.3 ก่อนหน้านี้ได้มีการใช้วงจรเปรียบเทียบแรงดัน ซึ่งออปแอมป์ไม่สามารถทำงานได้อย่างถูกต้องแม่นยำ เนื่องจากค่าแรงดันที่นำมาอ้างอิงเกิดการคลาดเคลื่อน จากความต้านทานปรับค่าได้ที่ทำการแบ่งแรงดันไว้

5.2.4 การจำลองสภาวะแรงดันตกชั่วขณะทำได้ไม่ค่อยดีเท่าที่ควร เนื่องจากใช้ Variac Single phase 220 V_{ac} ปรับแรงดันขึ้นลงอย่างรวดเร็ว เพื่อจำลองแรงดันตกชั่วขณะ

5.3 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป

5.3.1 สามารถเพิ่มประสิทธิภาพและอายุการใช้งานของวงจรชดเชยแรงดันได้ โดยการเพิ่มจำนวนในส่วนของวงจรกำลังให้มีจำนวนมากขึ้น โดยให้วงจรกำลังสลับการทำงานกันในช่วงการเกิดแรงดันตกชั่วขณะ เพื่อป้องกันกระแสกระชากที่เกิดขึ้นภายในวงจร ซึ่งสามารถทำให้เกิดความเสียหายได้ ภายในส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์ หรืออาจทำได้โดยการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรกำลังให้สามารถทนรับกระแสกระชากภายในวงจรได้ และสามารถส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้รวดเร็วมากยิ่งขึ้น

5.3.2 เปลี่ยนตัวประมวลผลจากไมโครคอนโทรลเลอร์เป็น DSP เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและความเร็วในการประมวลผล

5.3.3 เปลี่ยนเทคนิคการเขียนโปรแกรมให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น เพื่อเพิ่มความแม่นยำและเพิ่มความเร็วในการตอบสนองในส่วนของวงจรควบคุมต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน

5.3.4 ควรทดสอบวงจรชดเชยแรงดันตกชั่วขณะกับเครื่อง Voltage Sags Generator เนื่องจากจะได้ผลการทดลองที่มีประสิทธิภาพแม่นยำมากกว่า

บรรณานุกรม

- [1] สมบูรณ์ มลานนท์ และ สมคิด วิริยะประสิทธิ์ชัย,แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง,กรุงเทพฯ, สนพ.ฟิสิกส์เซนเตอร์, 2541.
- [2] ศิวะ หงษ์นภา, ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ, กรุงเทพฯ, สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี, 2543.
- [3] กฤษดา วิศวธีรานนท์, INVERTER หลักการทำงานและเทคนิคการใช้งาน, กรุงเทพฯ, เอฟ.เอ.เทค, 2539.
- [4] N.L. Pérez and M.P. Donsión "Technical Methods for the Prevention and Correction of Voltage Sags and Short Interruptions inside the Industrial Plants and in the Distribution Networks," In International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPO'03), 2003.
- [5] M.H. Sherif, and etal, "SET and SSL: Electronic payments on the Internet," in Proc. ISCC'98, 1998, pp.353-358.
- [6] A. Alshamsi and T. Saito, "A Technical Comparison of IPsec and SSL," in Proc. AINA'05, Vol.2, 2005, pp. 395-398.
- [7] D. Berbecaru, "On Measuring SSL-based Data Transfer with Handheld Devices," in Proc. ISWCS'05, 2005, pp. 409-413.
- [8] <http://www.thaicert.nectec.or.th>
- [9] <http://www.stunnel.org/faq/stunnel.html>

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

โปรแกรมควบคุมการทำงานของตัวประมวลผล Arduino UNO R3

```
int analog_input = A0;

int Output = 3;

int Input210 = 7;

int Input180 = 8;

int Input150 = 9;

void setup() {

  // put your setup code here, to run once:

  Serial.begin(9600);

  pinMode(Output,OUTPUT);

  pinMode(Input210,INPUT);

  pinMode(Input180,INPUT);

  pinMode(Input150,INPUT);

}

void loop() {

  bool btState0 = LOW;

  bool btState1 = LOW;

  bool btState2 = LOW;

  // put your main code here, to run repeatedly:

  analog_input = analogRead(A0);
```

```
Serial.println(analog_input);

btState0 = digitalRead(Input210);
btState1 = digitalRead(Input180);
btState2 = digitalRead(Input150);

Serial.println(btState0);
Serial.println(btState1);
Serial.println(btState2);

//
// delay(500);

if (analog_input == 380){
    digitalWrite (Output, HIGH);}
else if(btState0 ==HIGH){
    if (analog_input <= 325 ){
        digitalWrite (Output, LOW);
    }else{
        digitalWrite (Output, HIGH);}
}

else if(btState1 ==HIGH){
    if (analog_input <= 280 ){
```

```
    digitalWrite (Output, LOW);

    }else{

    digitalWrite (Output, HIGH);}

}

else if(btState2 ==HIGH){

    if (analog_input <= 220){

        digitalWrite (Output, LOW);

        }else{

        digitalWrite (Output, HIGH);}

    }

if (btState0 == LOW && btState1 == LOW && btState2 == LOW )

digitalWrite (Output, HIGH);

}
```

ภาคผนวก ข

เอกสารกำกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์



MOTOROLA

Order this document by SG3525A/D

SG3525A SG3527A

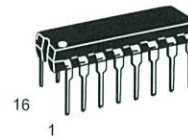
Pulse Width Modulator Control Circuits

The SG3525A, SG3527A pulse width modulator control circuits offer improved performance and lower external parts count when implemented for controlling all types of switching power supplies. The on-chip +5.1 V reference is trimmed to $\pm 1\%$ and the error amplifier has an input common-mode voltage range that includes the reference voltage, thus eliminating the need for external divider resistors. A sync input to the oscillator enables multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A wide range of deadtime can be programmed by a single resistor connected between the C_T and Discharge pins. These devices also feature built-in soft-start circuitry, requiring only an external timing capacitor. A shutdown pin controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. The under voltage lockout inhibits the outputs and the changing of the soft-start capacitor when V_{CC} is below nominal. The output stages are totem-pole design capable of sinking and sourcing in excess of 200 mA. The output stage of the SG3525A features NOR logic resulting in a low output for an off-state while the SG3527A utilized OR logic which gives a high output when off.

- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.1 V \pm 1.0% Trimmed Reference
- 100 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Separate Oscillator Sync Pin
- Adjustable Deadtime Control
- Input Undervoltage Lockout
- Latching PWM to Prevent Multiple Pulses
- Pulse-by-Pulse Shutdown
- Dual Source/Sink Outputs: ± 400 mA Peak

PULSE WIDTH MODULATOR CONTROL CIRCUITS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

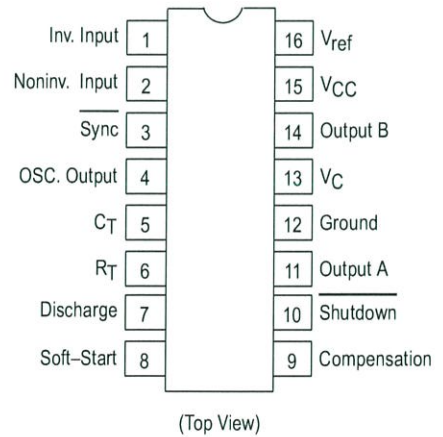


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

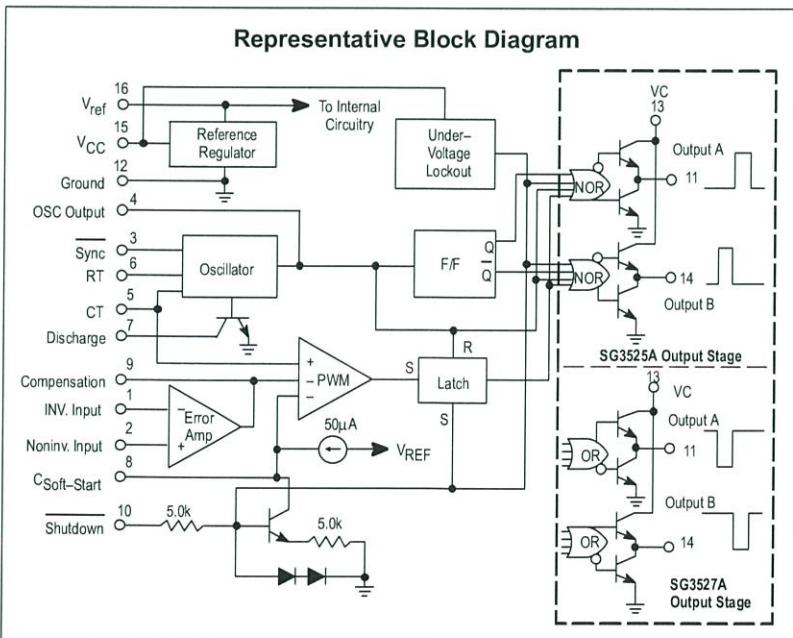


DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16L)

PIN CONNECTIONS



Representative Block Diagram



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3525AN	$T_A = 0^\circ$ to $+70^\circ\text{C}$	Plastic DIP
SG3525ADW		SO-16L
SG3527AN		Plastic DIP

SG3525A SG3527A

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	+40	Vdc
Logic Inputs		-0.3 to +5.5	V
Analog Inputs		-0.3 to V_{CC}	V
Output Current, Source or Sink	I_O	± 500	mA
Reference Output Current	I_{ref}	50	mA
Oscillator Charging Current		5.0	mA
Power Dissipation (Plastic & Ceramic Package) $T_A = +25^\circ\text{C}$ (Note 2) $T_C = +25^\circ\text{C}$ (Note 3)	P_D	1000 2000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	60	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Junction Temperature	T_J	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	T_{Solder}	+300	$^\circ\text{C}$

NOTES: 1. Values beyond which damage may occur.
2. Derate at 10 mW/ $^\circ\text{C}$ for ambient temperatures above +50 $^\circ\text{C}$.
3. Derate at 16 mW/ $^\circ\text{C}$ for case temperatures above +25 $^\circ\text{C}$.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	8.0	35	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	4.5	35	Vdc
Output Sink/Source Current (Steady State) (Peak)	I_O	0 0	± 100 ± 400	mA
Reference Load Current	I_{ref}	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	f_{osc}	0.1	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	R_T	2.0	150	$k\Omega$
Oscillator Timing Capacitor	C_T	0.001	0.2	μF
Deadtime Resistor Range	R_D	0	500	Ω
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0	+70	$^\circ\text{C}$

APPLICATION INFORMATION

Shutdown Options (See Block diagram, front page)

Since both the compensation and soft-start terminals (Pins 9 and 8) have current source pull-ups, either can readily accept a pull-down signal which only has to sink a maximum of 100 μA to turn off the outputs. This is subject to the added requirement of discharging whatever external capacitance may be attached to these pins.

An alternate approach is the use of the shutdown circuitry of Pin 10 which has been improved to enhance the available shutdown options. Activating this circuit by applying a positive signal on Pin 10 performs two functions: the PWM

latch is immediately set providing the fastest turn-off signal to the outputs; and a 150 μA current sink begins to discharge the external soft-start capacitor. If the shutdown command is short, the PWM signal is terminated without significant discharge of the soft-start capacitor, thus, allowing, for example, a convenient implementation of pulse-by-pulse current limiting. Holding Pin 10 high for a longer duration, however, will ultimately discharge this external capacitor, recycling slow turn-on upon release.

Pin 10 should not be left floating as noise pickup could conceivably interrupt normal operation.

SG3525A SG3527A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +20\text{ Vdc}$, $T_A = T_{low}$ to T_{high} [Note 4], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	5.00	5.10	5.20	Vdc
Line Regulation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	Reg _{line}	–	10	20	mV
Load Regulation ($0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	Reg _{load}	–	20	50	mV
Temperature Stability	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	–	20	–	mV
Total Output Variation Includes Line and Load Regulation over Temperature	ΔV_{ref}	4.95	–	5.25	Vdc
Short Circuit Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{SC}	–	80	100	mA
Output Noise Voltage ($10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_n	–	40	200	μV_{rms}
Long Term Stability ($T_J = +125^\circ\text{C}$) (Note 5)	S	–	20	50	mV/khr

OSCILLATOR SECTION (Note 6, unless otherwise noted.)

Initial Accuracy ($T_J = +25^\circ\text{C}$)		–	± 2.0	± 6.0	%
Frequency Stability with Voltage ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	$\frac{\Delta f_{osc}}{D \cdot V_{CC}}$	–	± 1.0	± 2.0	%
Frequency Stability with Temperature	$\frac{\Delta f_{osc}}{D \cdot T}$	–	± 0.3	–	%
Minimum Frequency ($R_T = 150\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.2\text{ }\mu\text{F}$)	f_{min}	–	50	–	Hz
Maximum Frequency ($R_T = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_T = 1.0\text{ nF}$)	f_{max}	400	–	–	kHz
Current Mirror ($I_{RT} = 2.0\text{ mA}$)		1.7	2.0	2.2	mA
Clock Amplitude		3.0	3.5	–	V
Clock Width ($T_J = +25^\circ\text{C}$)		0.3	0.5	1.0	μs
Sync Threshold		1.2	2.0	2.8	V
Sync Input Current (Sync Voltage = $+3.5\text{ V}$)		–	1.0	2.5	mA

ERROR AMPLIFIER SECTION ($V_{CM} = +5.1\text{ V}$)

Input Offset Voltage	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Bias Current	I_{IB}	–	1.0	10	μA
Input Offset Current	I_{IO}	–	–	1.0	μA
DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$)	A_{VOL}	60	75	–	dB
Low Level Output Voltage	V_{OL}	–	0.2	0.5	V
High Level Output Voltage	V_{OH}	3.8	5.6	–	V
Common Mode Rejection Ratio ($+1.5\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$)	CMRR	60	75	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	PSRR	50	60	–	dB

PWM COMPARATOR SECTION

Minimum Duty Cycle	DC_{min}	–	–	0	%
Maximum Duty Cycle	DC_{max}	45	49	–	%
Input Threshold, Zero Duty Cycle (Note 6)	V_{th}	0.6	0.9	–	V
Input Threshold, Maximum Duty Cycle (Note 6)	V_{th}	–	3.3	3.6	V
Input Bias Current	I_{IB}	–	0.05	1.0	μA

NOTES: 4. $T_{low} = 0^\circ$ for SG3525A, 3527A $T_{high} = +70^\circ\text{C}$ for SG3525A, 3527A

5. Since long term stability cannot be measured on each device before shipment, this specification is an engineering estimate of average stability from lot to lot.

6. Tested at $f_{osc} = 40\text{ kHz}$ ($R_T = 3.6\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_D = 0\Omega$).

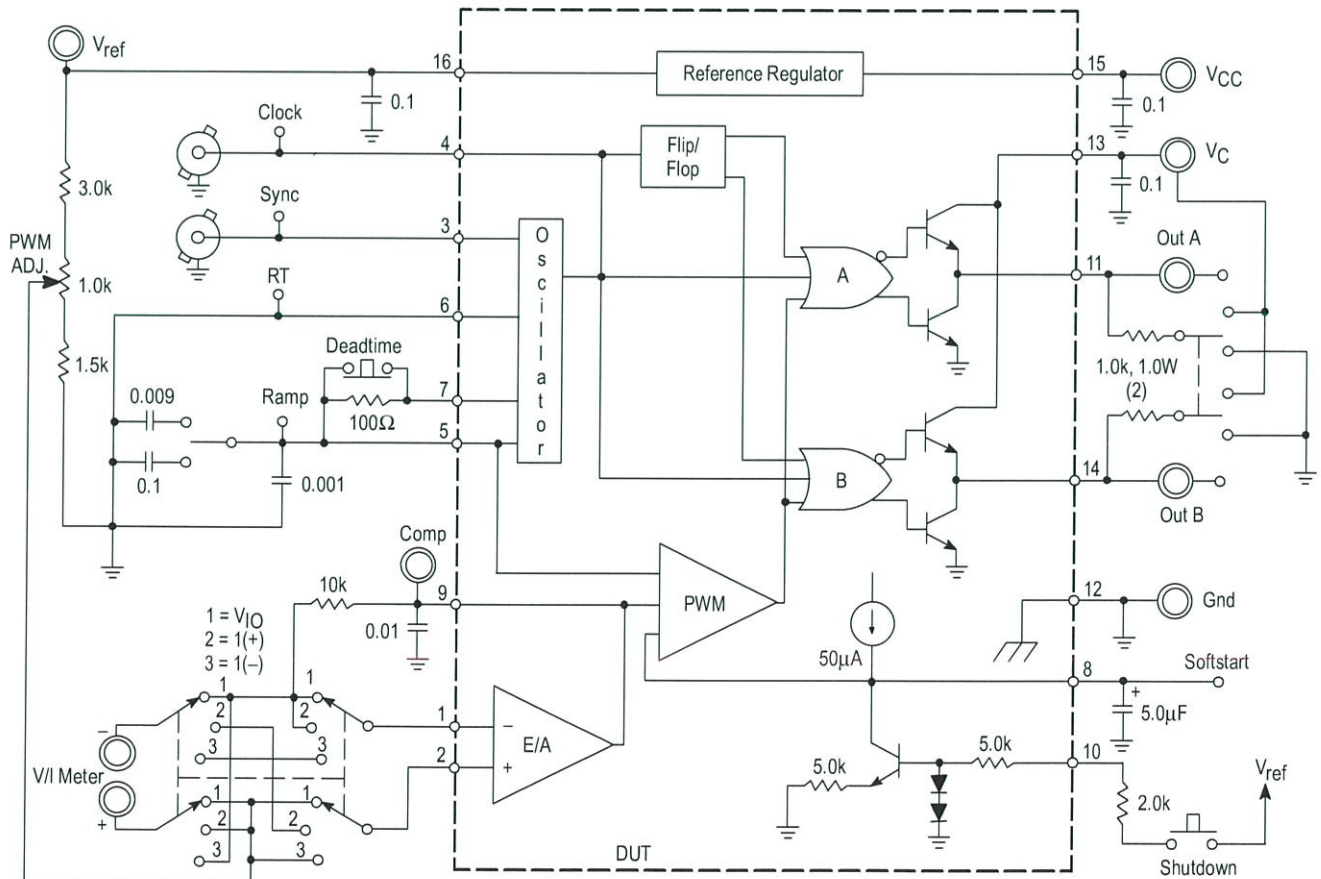
SG3525A SG3527A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
SOFT-START SECTION					
Soft-Start Current ($V_{\text{shutdown}} = 0 \text{ V}$)		25	50	80	μA
Soft-Start Voltage ($V_{\text{shutdown}} = 2.0 \text{ V}$)		–	0.4	0.6	V
Shutdown Input Current ($V_{\text{shutdown}} = 2.5 \text{ V}$)		–	0.4	1.0	mA
OUTPUT DRIVERS (Each Output, $V_{\text{CC}} = +20 \text{ V}$)					
Output Low Level ($I_{\text{sink}} = 20 \text{ mA}$) ($I_{\text{sink}} = 100 \text{ mA}$)	V_{OL}	– –	0.2 1.0	0.4 2.0	V
Output High Level ($I_{\text{source}} = 20 \text{ mA}$) ($I_{\text{source}} = 100 \text{ mA}$)	V_{OH}	18 17	19 18	– –	V
Under Voltage Lockout (V_8 and $V_9 = \text{High}$)	V_{UL}	6.0	7.0	8.0	V
Collector Leakage, $V_{\text{C}} = +35 \text{ V}$ (Note 7)	$I_{\text{C(Leak)}}$	–	–	200	μA
Rise Time ($C_{\text{L}} = 1.0 \text{ nF}$, $T_{\text{J}} = 25^\circ\text{C}$)	t_{r}	–	100	600	ns
Fall Time ($C_{\text{L}} = 1.0 \text{ nF}$, $T_{\text{J}} = 25^\circ\text{C}$)	t_{f}	–	50	300	ns
Shutdown Delay ($V_{\text{DS}} = +3.0 \text{ V}$, $C_{\text{S}} = 0$, $T_{\text{J}} = +25^\circ\text{C}$)	t_{ds}	–	0.2	0.5	μs
Supply Current ($V_{\text{CC}} = +35 \text{ V}$)	I_{CC}	–	14	20	mA

NOTE: 7. Applies to SG3525A only, due to polarity of output pulses.

Lab Test Fixture



SG3525A SG3527A

Figure 1. Oscillator Charge Time versus R_T

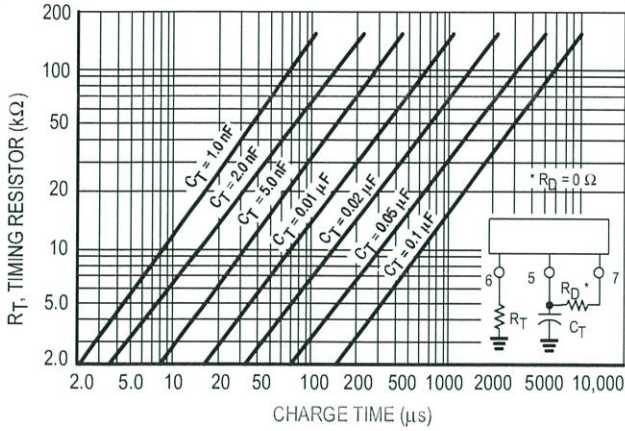


Figure 2. Oscillator Discharge Time versus R_D

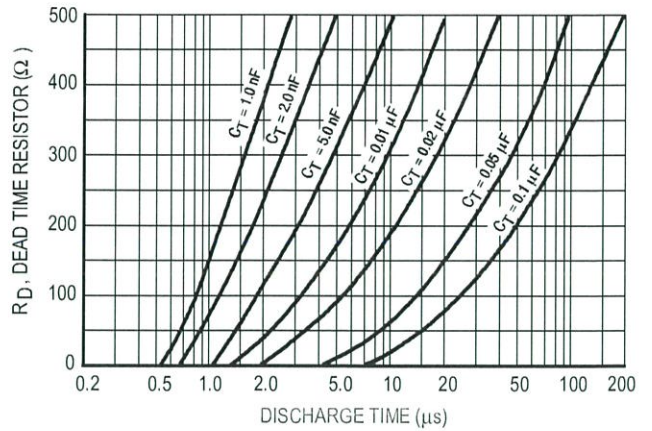


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

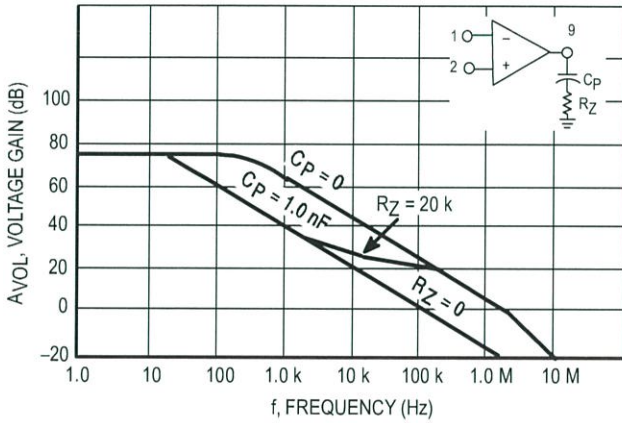


Figure 4. Output Saturation Characteristics (SG3525A)

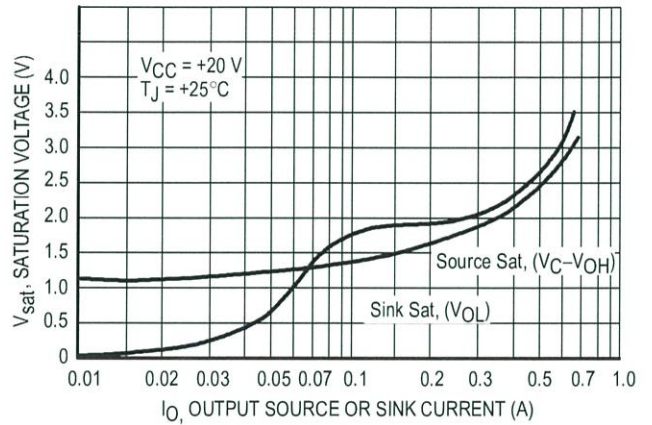


Figure 5. Oscillator Schematic (SG3525A)

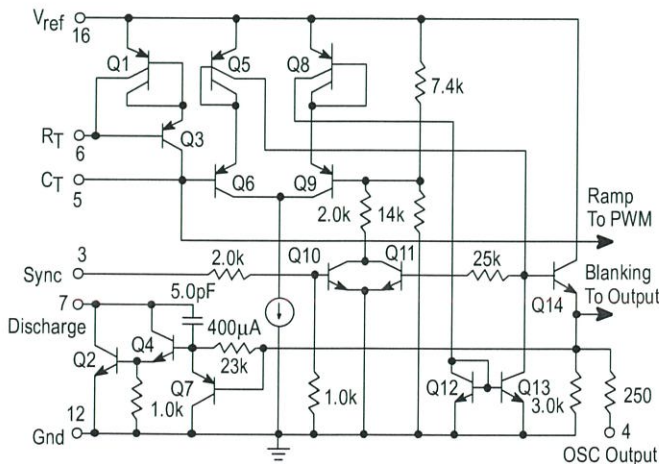
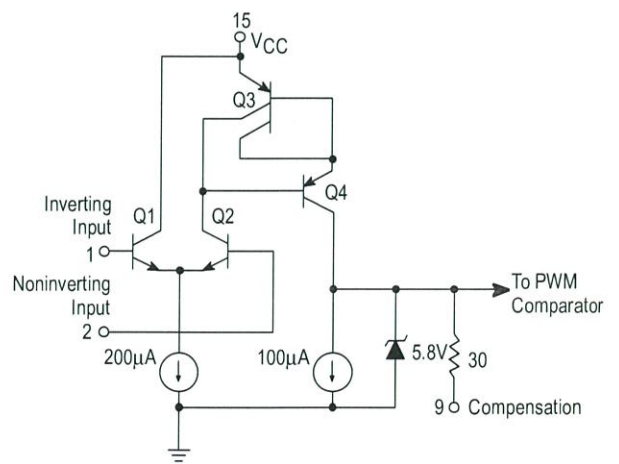


Figure 6. Error Amplifier Schematic (SG3525A)



SG3525A SG3527A

Figure 7. SG3525A Output Circuit
(1/2 Circuit Shown)

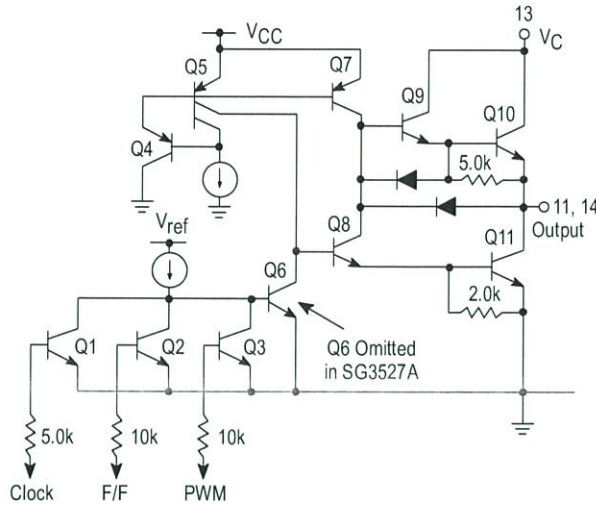
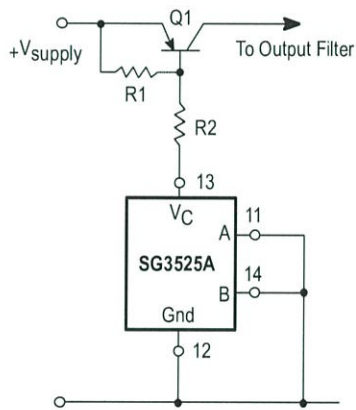
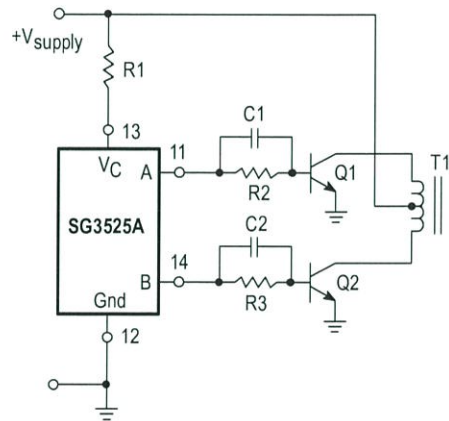


Figure 8. Single-Ended Supply



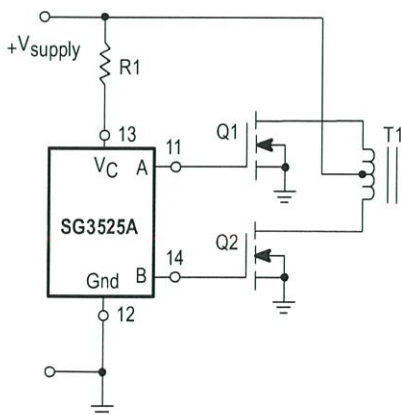
For single-ended supplies, the driver outputs are grounded. The V_C terminal is switched to ground by the totem-pole source transistors on alternate oscillator cycles.

Figure 9. Push-Pull Configuration



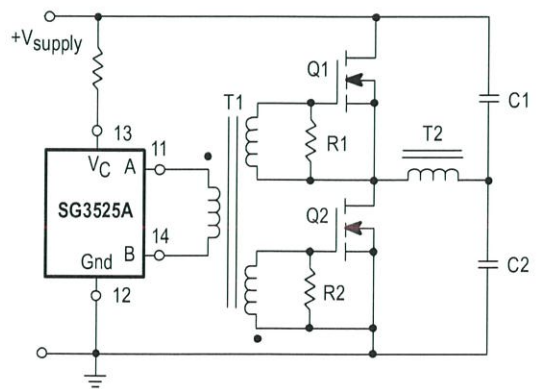
In conventional push-pull bipolar designs, forward base drive is controlled by R1-R3. Rapid turn-off times for the power devices are achieved with speed-up capacitors C1 and C2.

Figure 10. Driving Power FETS



The low source impedance of the output drivers provides rapid charging of power FET input capacitance while minimizing external components.

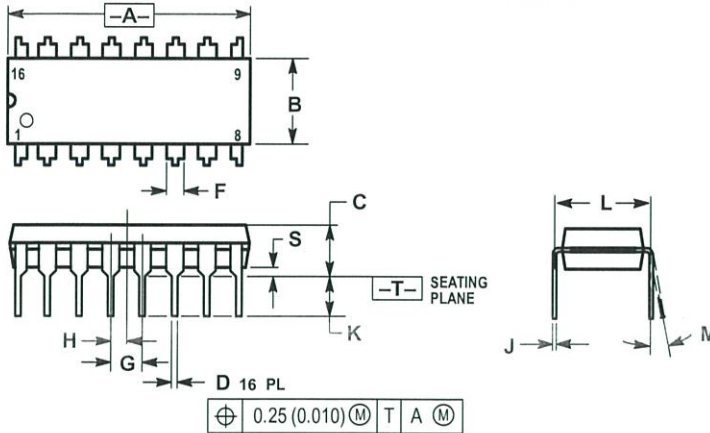
Figure 11. Driving Transformers in a Half-Bridge Configuration



Low power transformers can be driven directly by the SG3525A. Automatic reset occurs during deadtime, when both ends of the primary winding are switched to ground.

SG3525A SG3527A OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R

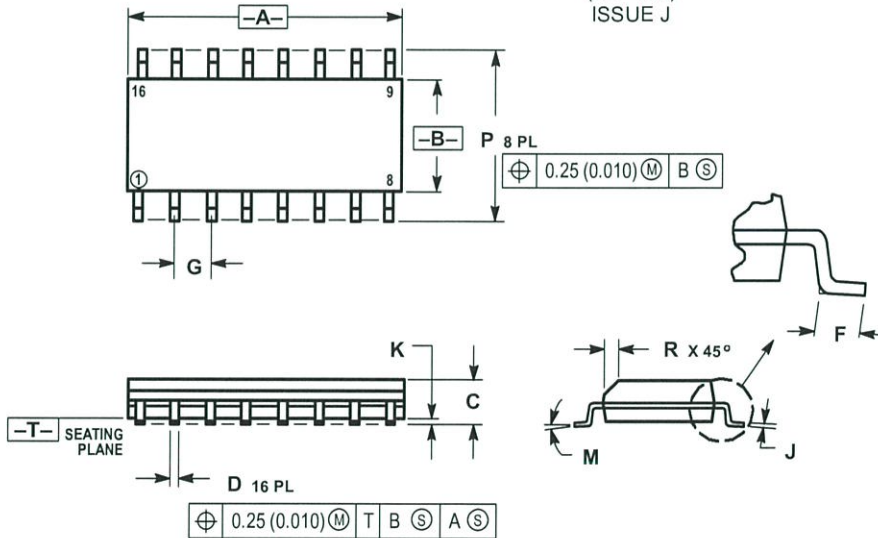


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

DW SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751B-05 (SO-16L) ISSUE J




NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

SG3525A SG3527A

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



SG3525A/D



OP07C, OP07D, OP07Y PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

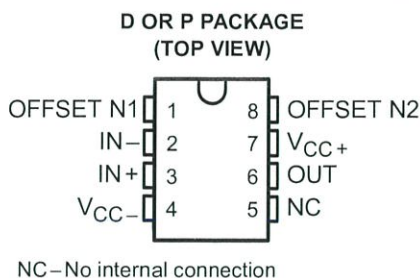
SLOS099B – OCTOBER 1983 – REVISED AUGUST 1996

- Low Noise
- No External Components Required
- Replaces Chopper Amplifiers at a Lower Cost
- Single-Chip Monolithic Fabrication
- Wide Input Voltage Range
0 to ± 14 V Typ
- Wide Supply Voltage Range
 ± 3 V to ± 18 V
- Essentially Equivalent to Fairchild μ A714 Operational Amplifiers
- Direct Replacement for PMI OP07C and OP07D

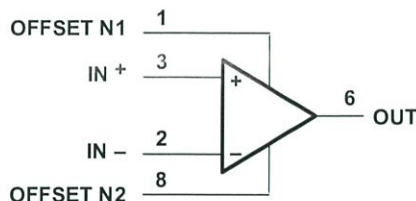
description

These devices represent a breakthrough in operational amplifier performance. Low offset and long-term stability are achieved by means of a low-noise, chopperless, bipolar-input-transistor amplifier circuit. For most applications, external components are not required for offset nulling and frequency compensation. The true differential input, with a wide input voltage range and outstanding common-mode rejection, provides maximum flexibility and performance in high-noise environments and in noninverting applications. Low bias currents and extremely high input impedances are maintained over the entire temperature range. The OP07 is unsurpassed for low-noise, high-accuracy amplification of very low-level signals.

These devices are characterized for operation from 0°C to 70°C.



symbol



AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGED DEVICES		CHIP FORM (Y)
		SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (P)	
0°C to 70°C	150 μ V	OP07CD OP07DD	OP07CP OP07DP	OP07Y

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., OP07CDR). The chip form is tested at T_A = 25°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

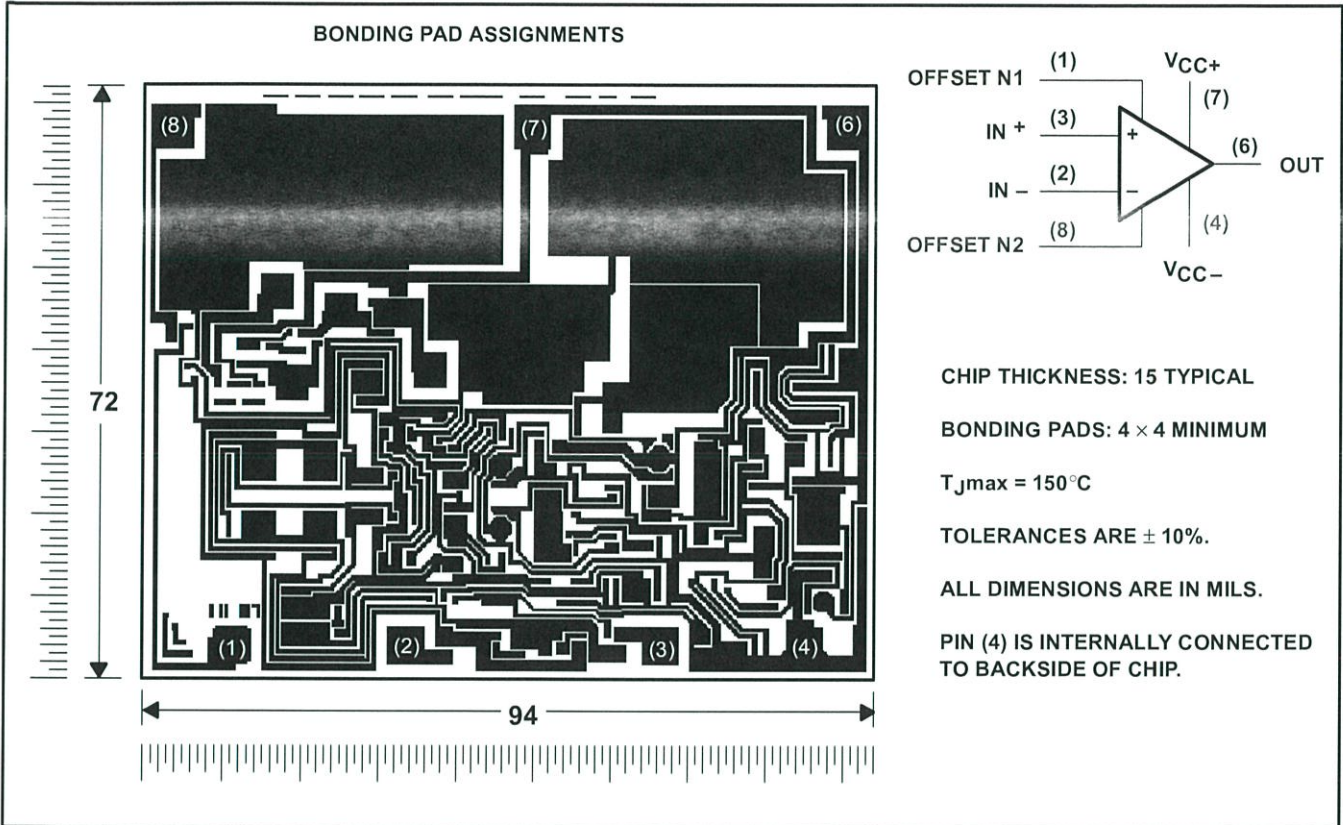
Copyright © 1996, Texas Instruments Incorporated

OP07C, OP07D, OP07Y PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS099B – OCTOBER 1983 – REVISED AUGUST 1996

OP07Y chip information

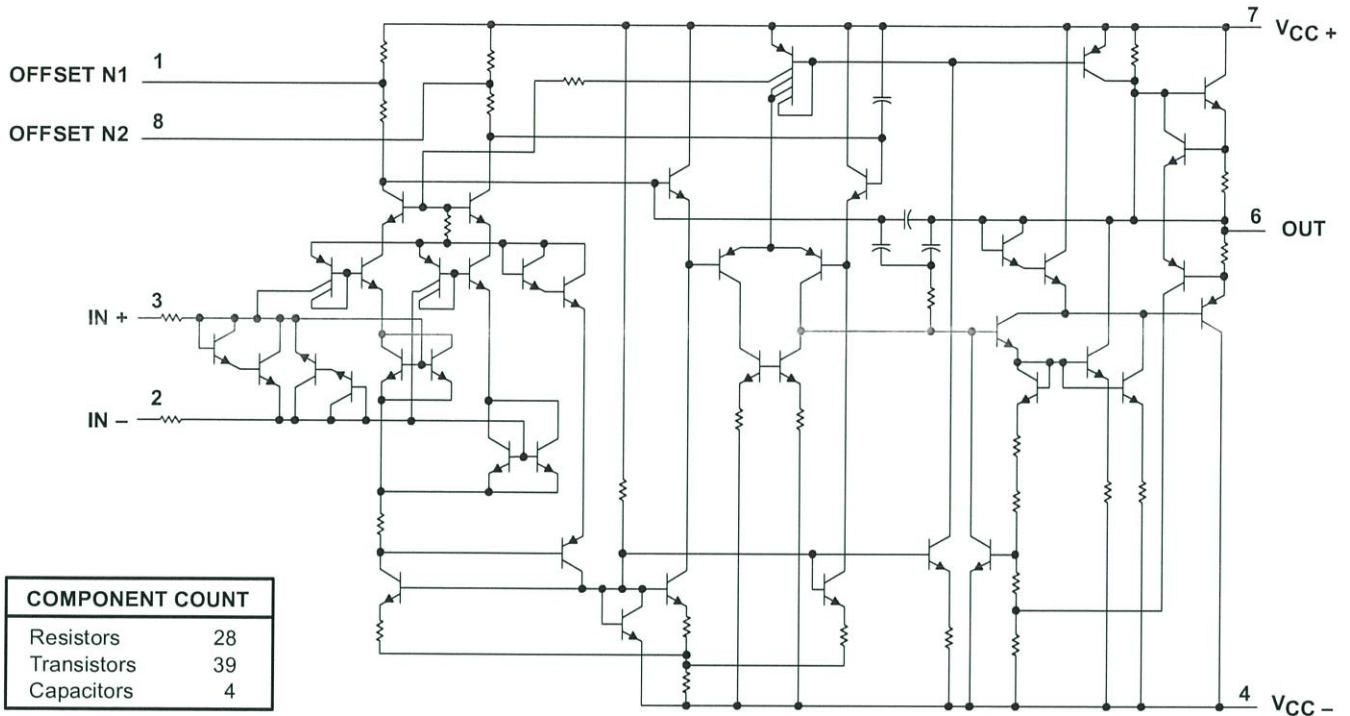
These chips, properly assembled, display characteristics similar to the OP07. Thermal compression or ultrasonic bonding may be used on the doped-aluminum bonding pads. Chips may be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



OP07C, OP07D, OP07Y PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS099B – OCTOBER 1983 – REVISED AUGUST 1996

schematic



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)	22 V
Supply voltage, V_{CC-}	-22 V
Differential input voltage (see Note 2)	± 30 V
Input voltage, V_I (either input, see Note 3)	± 22 V
Duration of output short circuit (see Note 4)	unlimited
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 5)	500 mW
Operating free-air temperature range, T_A	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

- NOTES: 1. All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
2. Differential voltages are at IN+ with respect to IN-.
3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
4. The output may be shorted to ground or either power supply.
5. For operation above 64°C free-air temperature, derate the D package to 464 mW at 70°C at the rate of 5.8 mW/°C.

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage, $V_{CC\pm}$		± 3	± 18	V
Common-mode input voltage, V_{IC}	$V_{CC\pm} = \pm 15$ V	-13	13	V
Operating free-air temperature, T_A		0	70	°C



OP07C, OP97D, OP07Y PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS099B – OCTOBER 1983 – REVISED AUGUST 1996

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} \pm = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITION [†]	T _A	OP07C			OP07D			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IO} Input offset voltage	V _O = 0, R _S = 50 Ω	25°C	60	150	150	60	150	150	μV
α _{VIO} Temperature coefficient of input offset voltage	V _O = 0, R _S = 50 Ω	0°C to 70°C	85	250	250	85	250	250	μV/°C
		0°C to 70°C	0.5	1.8	1.8	0.7	2.5	2.5	μV/°C
Long-term drift of input offset voltage	See Note 6		0.4			0.5			μV/mo
Offset adjustment range	R _S = 20 kΩ, See Figure 1	25°C	±4			±4			mV
I _{IO} Input offset current		25°C	0.8	6	6	0.8	6	6	nA
α _{IIO} Temperature coefficient of input offset current		0°C to 70°C	1.6	8	8	1.6	8	8	nA
		0°C to 70°C	12	50	50	12	50	50	pA/°C
I _{IB} Input bias current		25°C	±1.8	±7	±7	±2	±12	±12	nA
α _{IIB} Temperature coefficient of input bias current		0°C to 70°C	±2.2	±9	±9	±3	±14	±14	nA
		0°C to 70°C	18	50	50	18	50	50	pA/°C
V _{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	±13	±14		±13	±14		V
V _{OM} Peak output voltage		0°C to 70°C	±13	±13.5		±13	±13.5		
		R _L ≥ 10 kΩ	±12	±13		±12	±13		
		R _L ≥ 2 kΩ	±11.5	±12.8		±11.5	±12.8		
		R _L ≥ 1 kΩ	±12			±12			
A _{VD} Large-signal differential voltage amplification	V _{CC} ± = ±3 V, V _O = ±0.5 V, R _L ≥ 500 kΩ	0°C to 70°C	±11	±12.6		±11	±12.6		
		25°C	100	400		400			V/mV
B ₁ Unity-gain bandwidth	V _O = ±10 V, R _L = 2 kΩ	25°C	120	400		120	400		
		0°C to 70°C	100	400		100	400		
r _i Input resistance		25°C	0.4	0.6		0.4	0.6		MHz
CMRR Common-mode rejection ratio	V _{IC} = ±13 V, R _S = 50 Ω	25°C	8	33		7	31		MΩ
		0°C to 70°C	100	120		94	110		dB
k _{SVS} Supply voltage sensitivity (ΔV _{IO} /ΔV _{CC})	V _{CC} ± = ±3 V to ±18 V, R _S = 50 Ω	25°C	7	32		7	32		μV/V
		0°C to 70°C	10	51		10	51		
P _D Power dissipation	V _O = 0, No load V _{CC} ± = ±3 V, V _O = 0, No load	25°C	80	150		80	150		mW
			4	8		4	8		

[†] All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise noted.

NOTE 6: Since long-term drift cannot be measured on the individual devices prior to shipment, this specification is not intended to be a warranty. It is an engineering estimate of the averaged trend line of drift versus time over extended periods after the first thirty days of operation.



OP07C, OP07D, OP07Y PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS099B – OCTOBER 1983 – REVISED AUGUST 1996

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	OP07C			OP07D			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_n Equivalent input noise voltage	f = 10 Hz		10.5		10.5		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
	f = 100 Hz		10.2		10.3			
	f = 1 kHz		9.8		9.8			
$V_{N(PP)}$ Peak-to-peak equivalent input noise voltage	f = 0.1 Hz to 10 Hz		0.38		0.38		μV	
I_n Equivalent input noise current	f = 10 Hz		0.35		0.35		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
	f = 100 Hz		0.15		0.15			
	f = 1 kHz		0.13		0.13			
$I_{N(PP)}$ Peak-to-peak equivalent input noise current	f = 0.1 Hz to 10 Hz		15		15		pA	
SR Slew rate	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		0.3		0.3		V/ μs	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise noted.

electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	OP07Y			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$R_S = 50\ \Omega$		60	150	μV
	Long-term drift of input offset voltage		0.5		$\mu\text{V}/\text{mo}$
Offset adjustment range	$R_S = 20\text{ k}\Omega$, See Figure 1		± 4		mV
I_{IO} Input offset current			0.8	6	nA
I_{IB} Input bias current			± 2	± 12	nA
V_{ICR} Common-mode input voltage range			± 13	± 14	V
V_{OM} Peak output voltage	$R_L \leq 10\text{ k}\Omega$		± 12	± 13	V
	$R_L \leq 2\text{ k}\Omega$		± 11.5	± 12.8	
	$R_L \leq 1\text{ k}\Omega$		± 12		
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC\pm} = \pm 3\text{ V}$, $V_O = \pm 0.5\text{ V}$, $R_L \leq 500\text{ k}\Omega$		400		
	$V_O = \pm 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$		120	400	
B_1 Unity-gain bandwidth			0.4	0.6	MHz
r_i Input resistance			7	31	M Ω
CMRR Common-mode input resistance	$V_{IC} = \pm 13\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$		94	110	dB
k_{SVS} Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC\pm} = \pm 3\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$		7	32	$\mu\text{V}/\text{V}$
P_D Power dissipation	$V_O = 0$, No load		80	150	M Ω
	$V_{CC\pm} = \pm 3\text{ V}$, $V_O = 0$, No load		4	8	

NOTE 6: Since long-term drift cannot be measured on the individual devices prior to shipment, this specification is not intended to be a warranty. It is an engineering estimate of the averaged trend line of drift versus time over extended periods after the first thirty days of operation.



OP07C, OP07D, OP07Y PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS099B – OCTOBER 1983 – REVISED AUGUST 1996

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITION [†]	OP07Y			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
V_n Equivalent input noise voltage	$f = 10\text{ Hz}$		10.5		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 1\text{ kHz}$		10.3		
	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$		9.8		
$V_{N(PP)}$ Peak-to-peak equivalent input noise voltage	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$		0.38		μV
I_n Equivalent input noise current	$f = 10\text{ Hz}$		0.35		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 100\text{ Hz}$		0.15		
	$f = 1\text{ kHz}$		0.13		
$I_{N(PP)}$ Peak-to-peak equivalent input noise current	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$		15		pA
SR Slew rate	$R_L = 2\text{ k}\Omega$		0.3		$\text{V}/\mu\text{s}$

[†] All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise noted.

APPLICATION INFORMATION

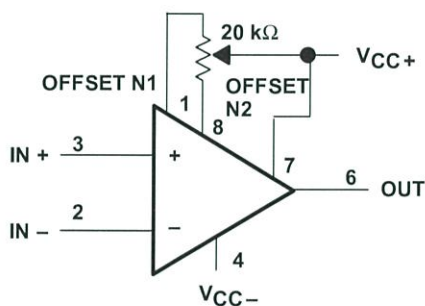


Figure 1. Input Offset Voltage Null Circuit

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Parameter Definition	Value		Units
		Min.	Max.	
V _B	High Side Floating Supply Voltage	-0.3	625	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	V _B - 25	V _B + 0.3	
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3	
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	-0.3	25	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3	
V _{DD}	Logic Supply Voltage	-0.3	V _{SS} + 25	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3	
dV _S /dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Figure 2)	—	50	V/ns
P _D	Package Power Dissipation @ T _A ≤ +25°C (14 Lead DIP)	—	1.6	W
	(14 Lead DIP w/o Lead 4)	—	1.5	
	(16 Lead DIP w/o Leads 5 & 6)	—	1.6	
	(16 Lead SOIC)	—	1.25	
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient (14 Lead DIP)	—	75	°C/W
	(14 Lead DIP w/o Lead 4)	—	85	
	(16 Lead DIP w/o Leads 5 & 6)	—	75	
	(16 Lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction Temperature	—	150	°C
T _S	Storage Temperature	-55	150	
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Figures 36 and 37.

Symbol	Parameter Definition	Value		Units
		Min.	Max.	
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	Note 1	600	
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	10	20	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic Supply Voltage	V _{SS} + 5	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	-5	5	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient Temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -5 to +600V. Logic state held for V_S of -5V to -V_{BS}.

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

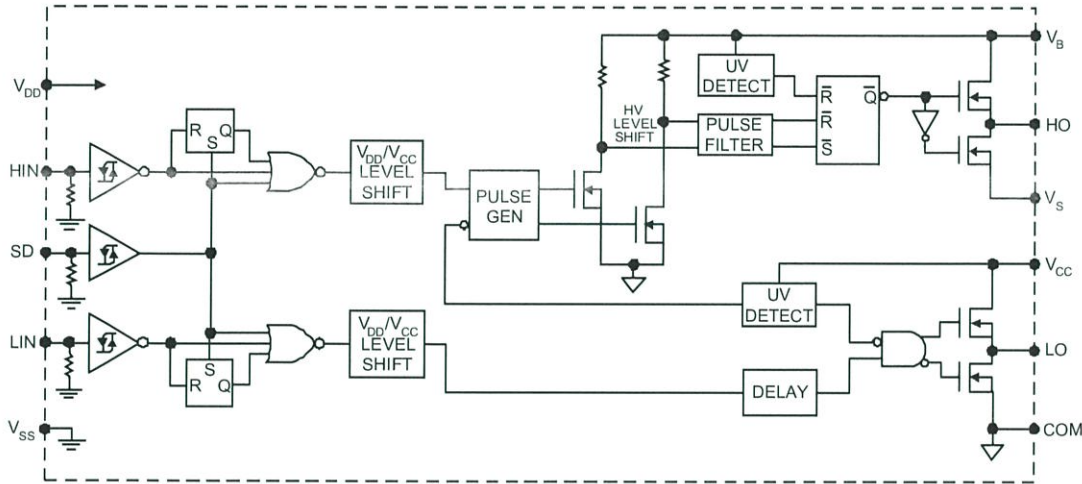
Symbol	Parameter Definition	Figure	Value			Units	Test Conditions
			Min.	Typ.	Max.		
t_{on}	Turn-On Propagation Delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-Off Propagation Delay	8	—	94	125		$V_S = 600V$
t_{sd}	Shutdown Propagation Delay	9	—	110	140		$V_S = 600V$
t_r	Turn-On Rise Time	10	—	25	35		
t_f	Turn-Off Fall Time	11	—	17	25		
MT	Delay Matching, HS & LS Turn-On/Off	—	—	—	10		

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Parameter Definition	Figure	Value			Units	Test Conditions
			Min.	Typ.	Max.		
V_{IH}	Logic "1" Input Voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" Input Voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High Level Output Voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low Level Output Voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset Supply Leakage Current	16	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} Supply Current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} Supply Current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QDD}	Quiescent V_{DD} Supply Current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" Input Bias Current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" Input Bias Current	21	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$
V_{BSUV+}	V_{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V, V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V, V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

Functional Block Diagram



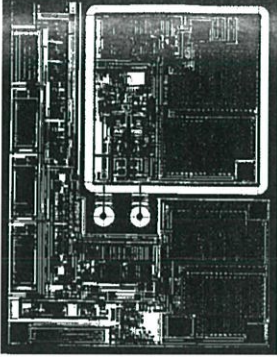
Lead Definitions

Symbol	Description
VDD	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
VSS	Logic ground
VB	High side floating supply
HO	High side gate drive output
VS	High side floating supply return
VCC	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments

<p>14 Lead DIP</p>	<p>14 Lead DIP w/o Lead 4</p>	<p>16 Lead DIP w/o Leads 4 & 5</p>	<p>16 Lead SOIC (Wide Body)</p>
IR2113	IR2113-1	IR2113-2	IR2113S
Part Number			

Device Information

Process & Design Rule		HVDCMOS 4.0 μm	
Transistor Count		220	
Die Size		98 X 126 X 26 (mil)	
Die Outline			
Thickness of Gate Oxide		800Å	
Connections	Material	Poly Silicon	
	First Layer	Width	4 μm
		Spacing	6 μm
		Thickness	5000Å
Second Layer	Material	Al - Si (Si: 1.0% \pm 0.1%)	
		Width	6 μm
		Spacing	9 μm
	Thickness	20,000Å	
Contact Hole Dimension		8 μm X 8 μm	
Insulation Layer	Material	PSG (SiO ₂)	
		Thickness	1.5 μm
Passivation	Material	PSG (SiO ₂)	
		Thickness	1.5 μm
Method of Saw		Full Cut	
Method of Die Bond		Ablebond 84 - 1	
Wire Bond	Method	Thermo Sonic	
		Material	Au (1.0 mil / 1.3 mil)
Leadframe	Material	Cu	
		Die Area	Ag
		Lead Plating	Pb : Sn (37 : 63)
Package	Types	14 & 16 Lead PDIP / 16 Lead SOIC	
	Materials	EME6300 / MP150 / MP190	
Remarks:			

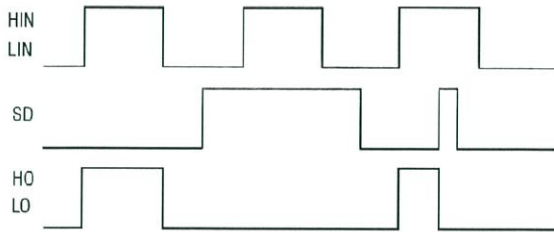


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

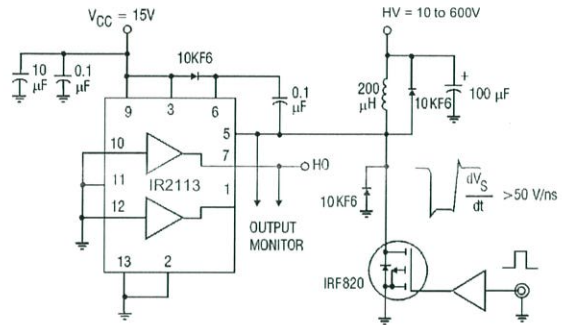


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

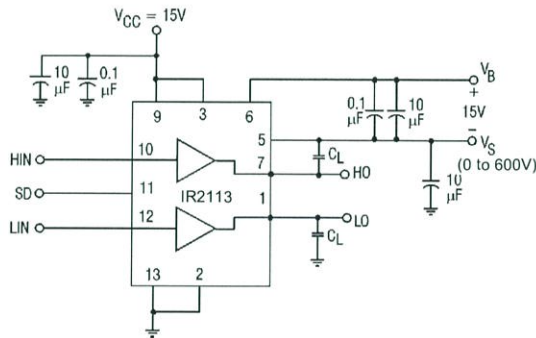


Figure 3. Switching Time Test Circuit

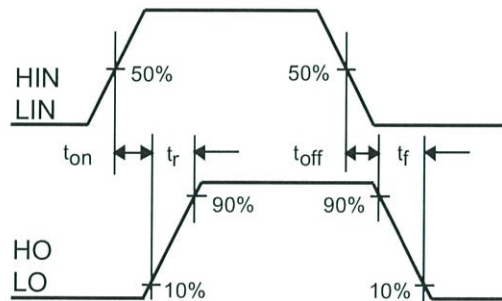


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

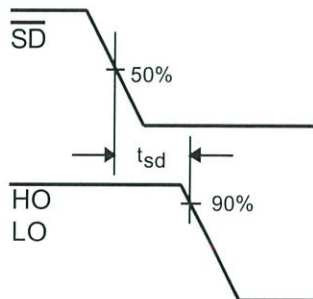


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

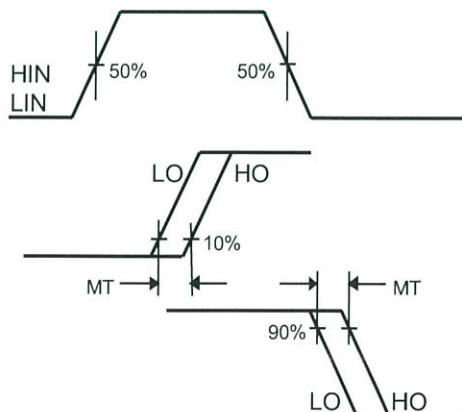


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

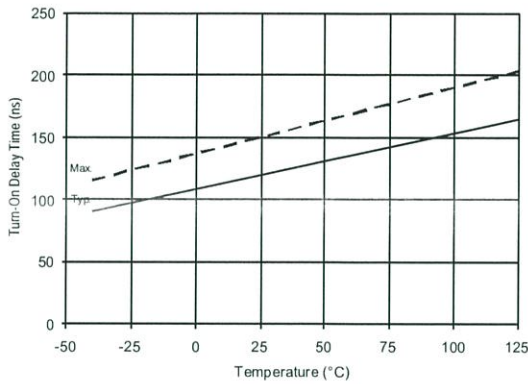


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

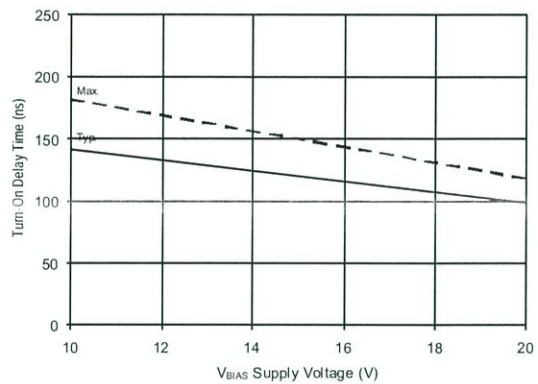


Figure 7B. Turn-On Time vs. Voltage

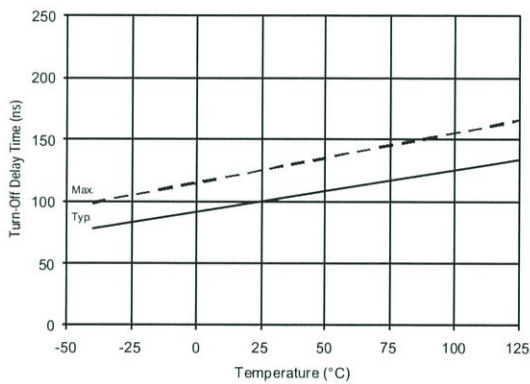


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

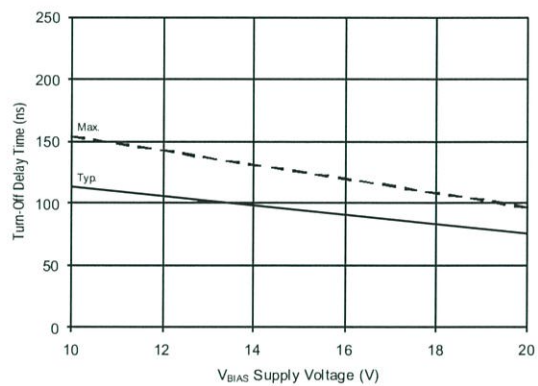


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Voltage

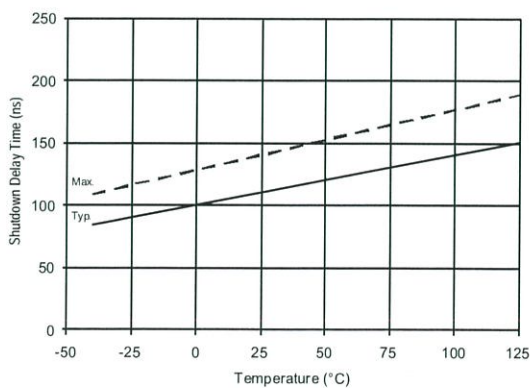


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

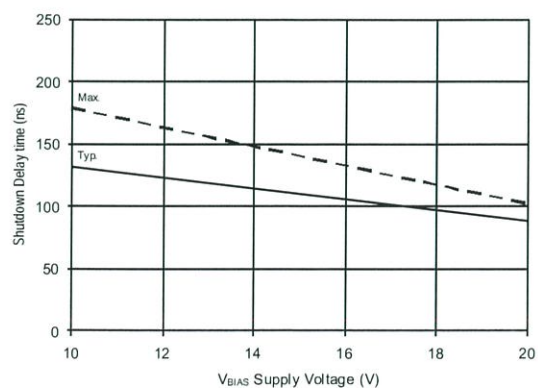


Figure 9B. Shutdown Time vs. Voltage

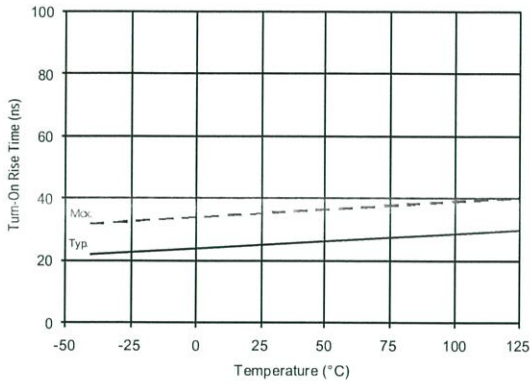


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

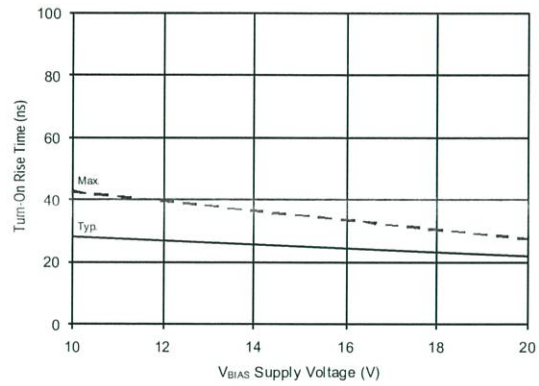


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

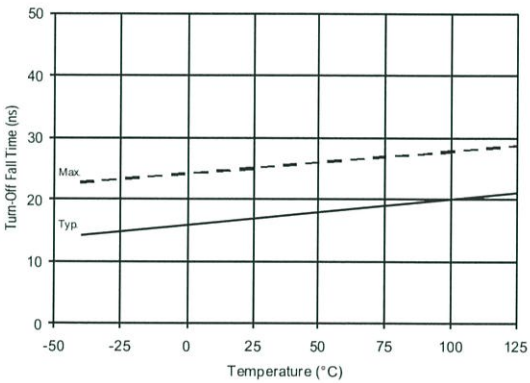


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

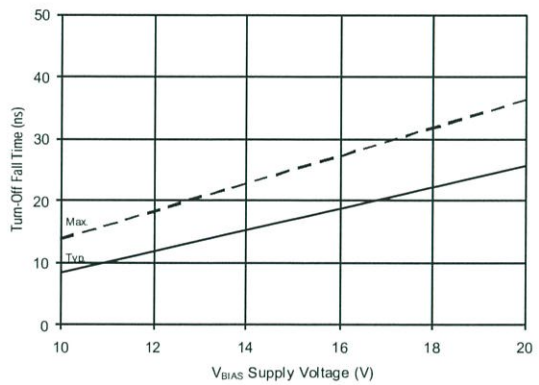


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

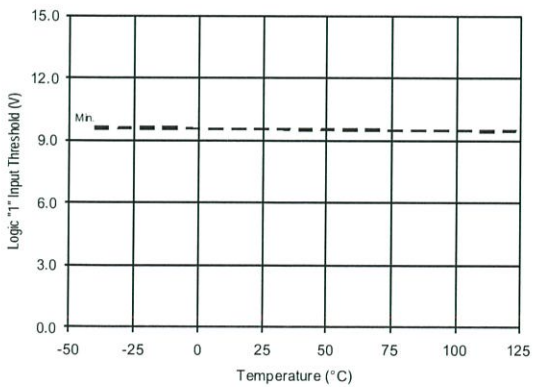


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

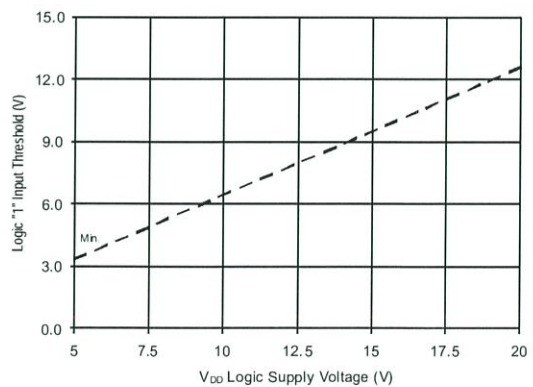


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

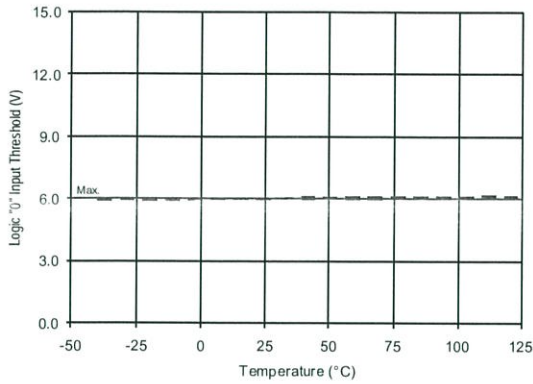


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

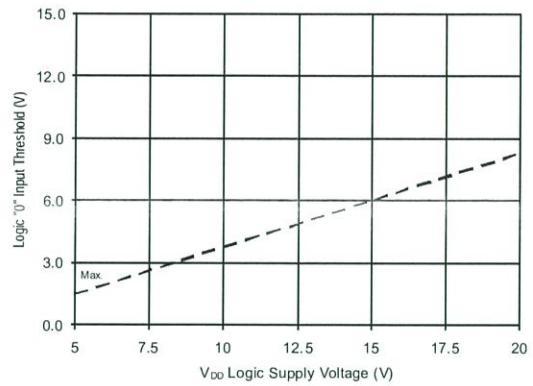


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

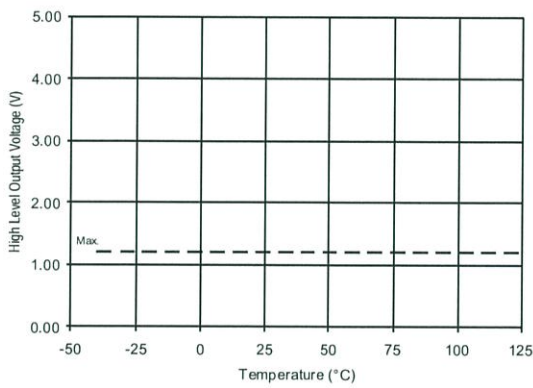


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

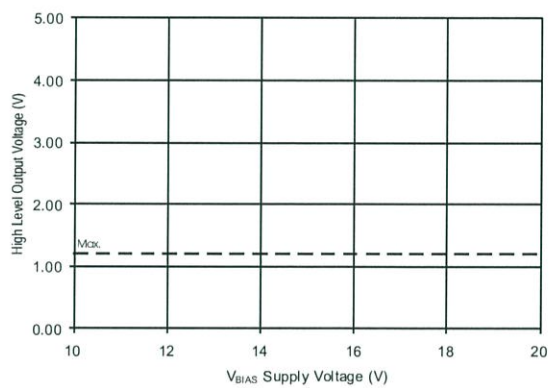


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

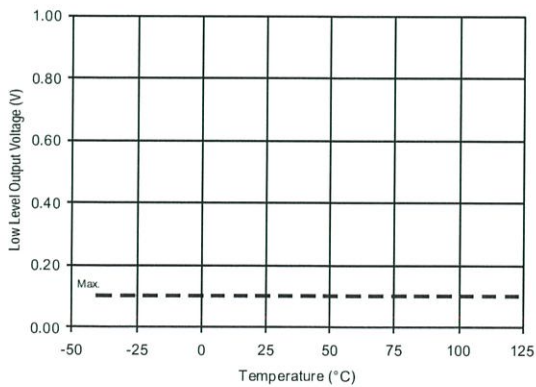


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

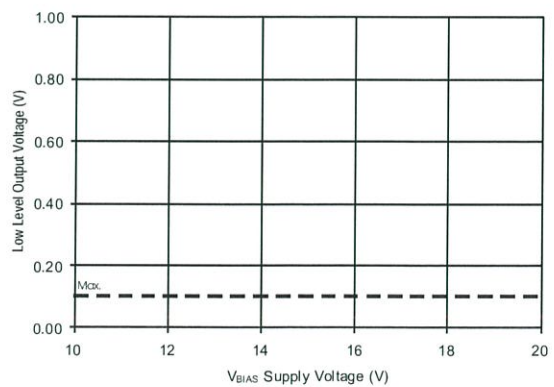


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

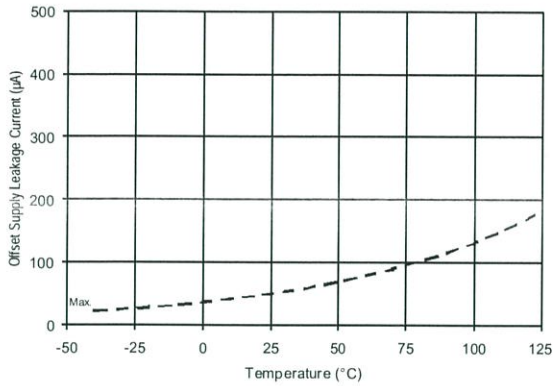


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

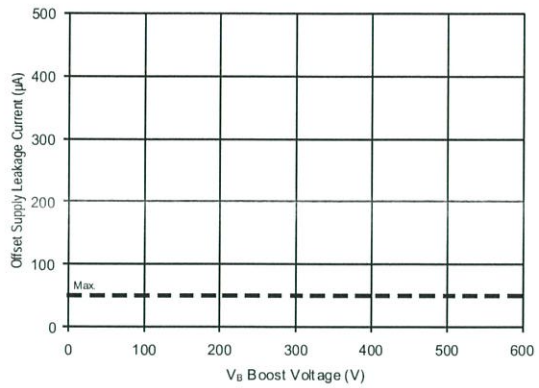


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

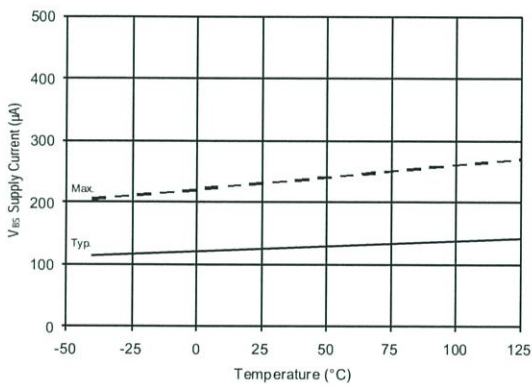


Figure 17A. V_{BS} Supply Current vs. Temperature

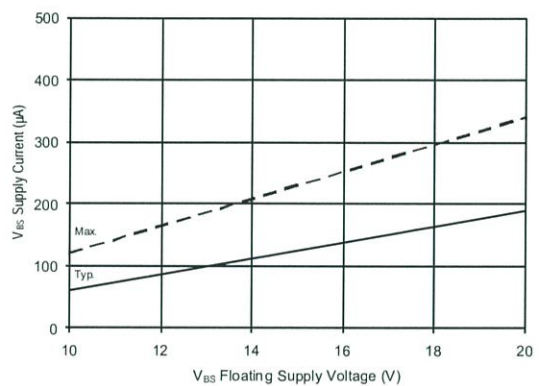


Figure 17B. V_{BS} Supply Current vs. Voltage

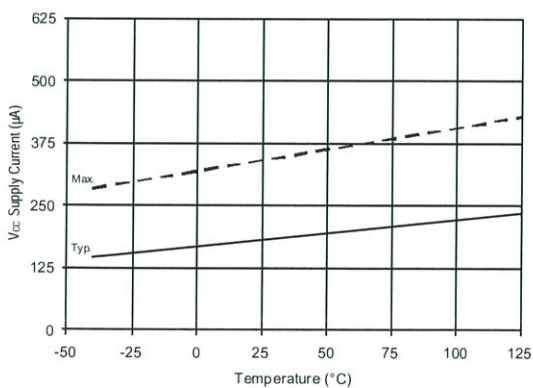


Figure 18A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

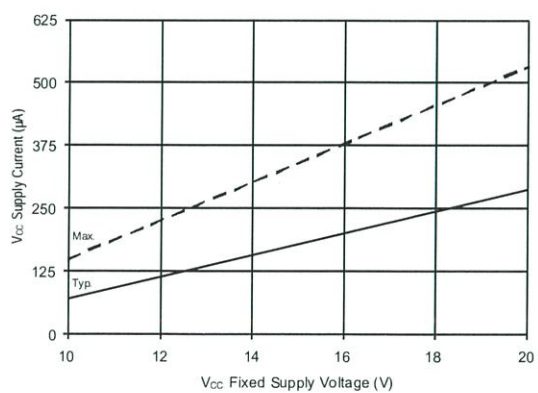


Figure 18B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

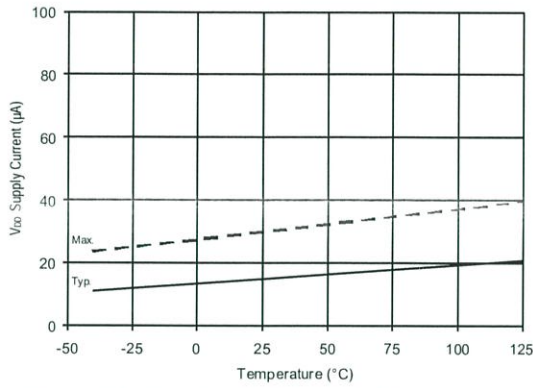


Figure 19A. V_{DD} Supply Current vs. Temperature

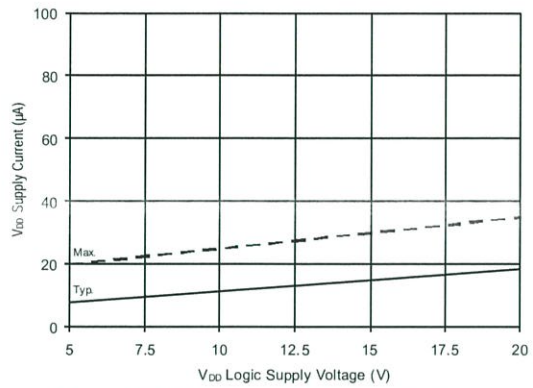


Figure 19B. V_{DD} Supply Current vs. Voltage

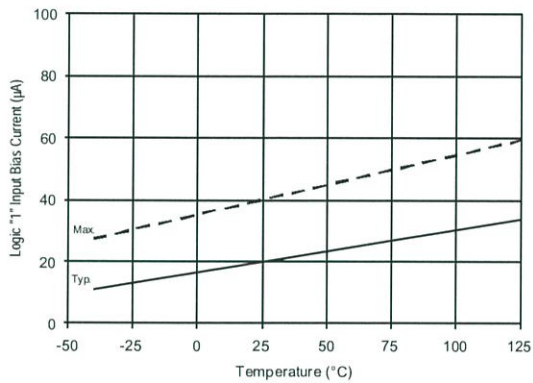


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

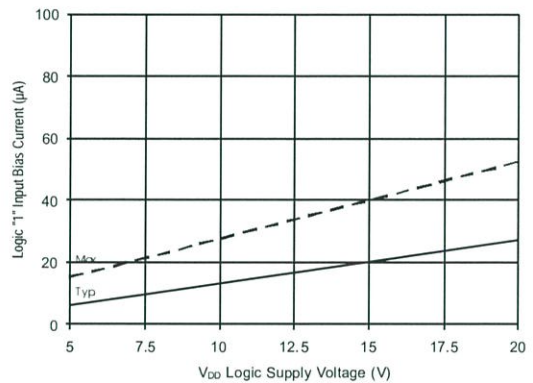


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. Voltage

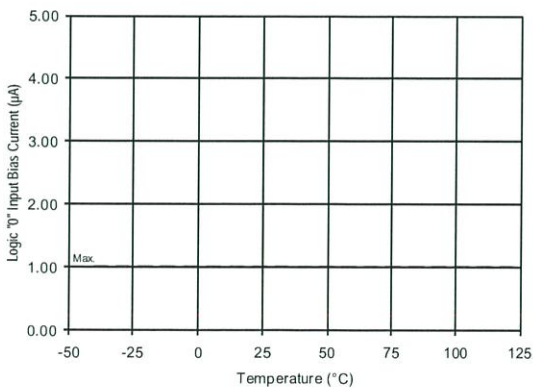


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

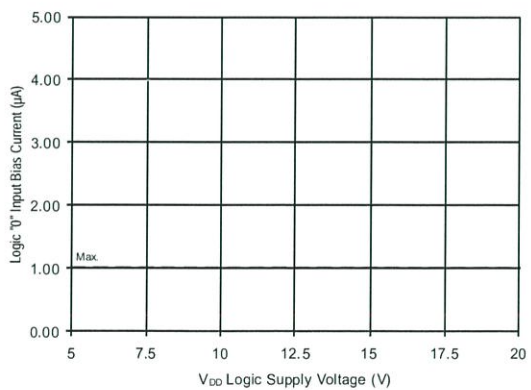


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. Voltage

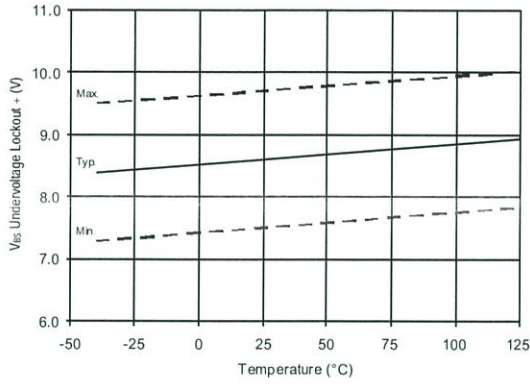


Figure 22. V_{BS} Undervoltage (+) vs. Temperature

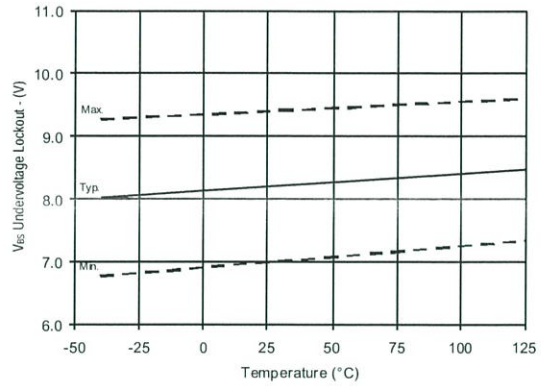


Figure 23. V_{BS} Undervoltage (-) vs. Temperature

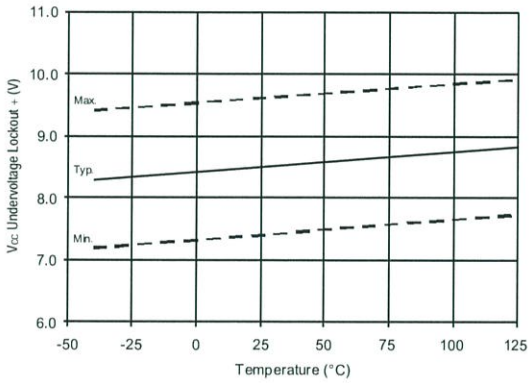


Figure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

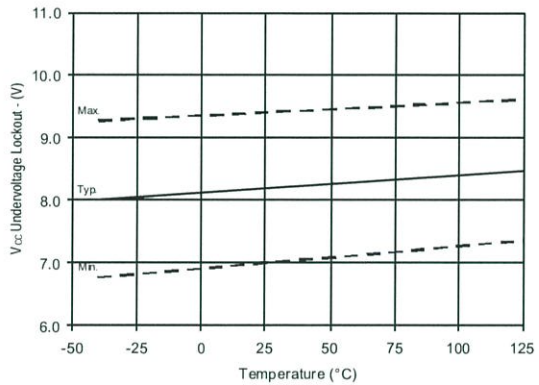


Figure 25. V_{CC} Undervoltage (-) vs. Temperature

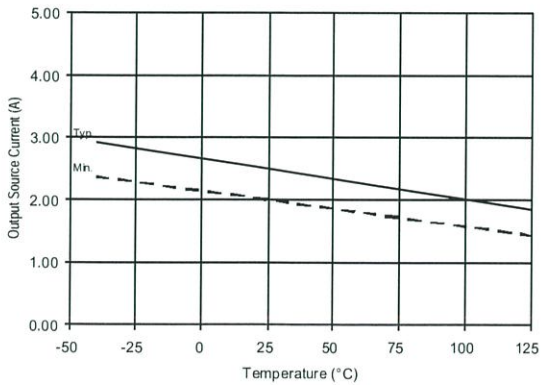


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

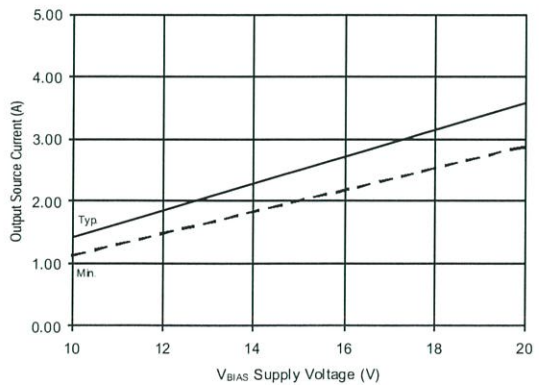


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

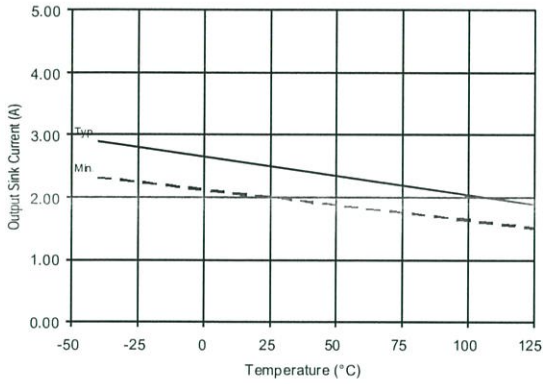


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

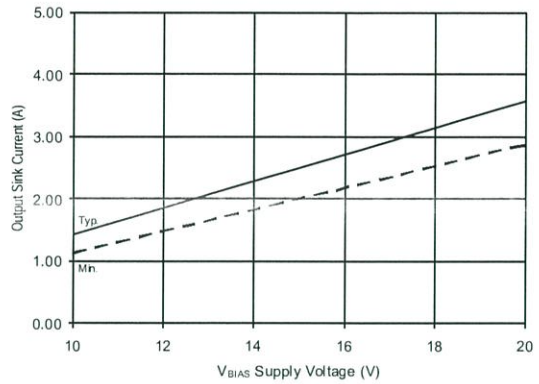


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

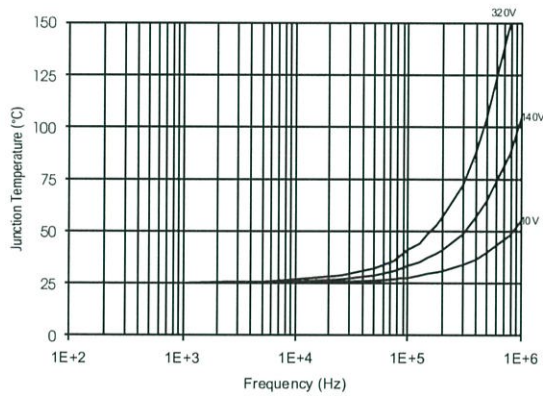


Figure 28. IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC20)
 $R_{GATE} = 33\Omega, V_{CC} = 15V$

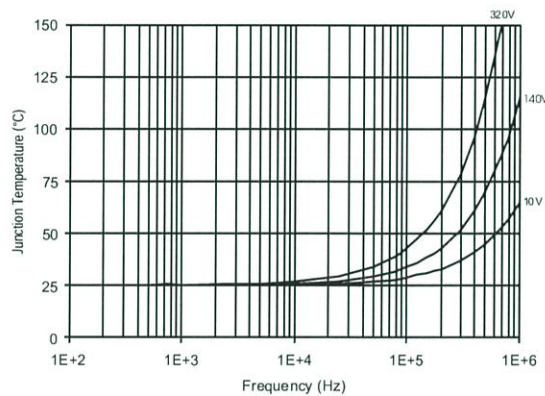


Figure 29. IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC30)
 $R_{GATE} = 22\Omega, V_{CC} = 15V$

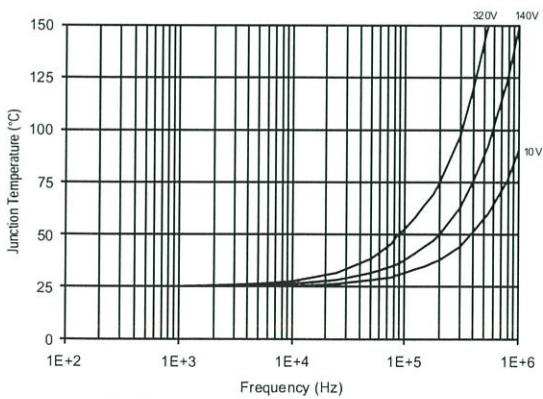


Figure 30. IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC40)
 $R_{GATE} = 15\Omega, V_{CC} = 15V$

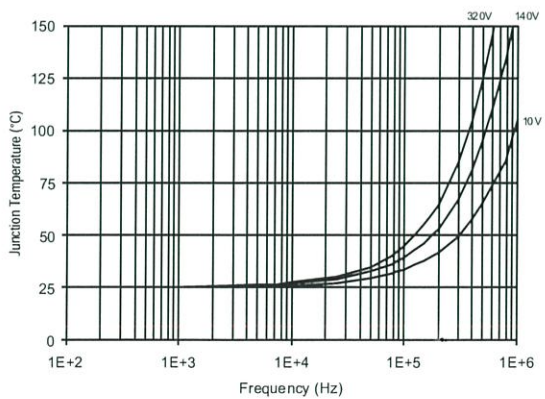


Figure 31. IR2113 T_J vs. Frequency (IRFPE50)
 $R_{GATE} = 10\Omega, V_{CC} = 15V$

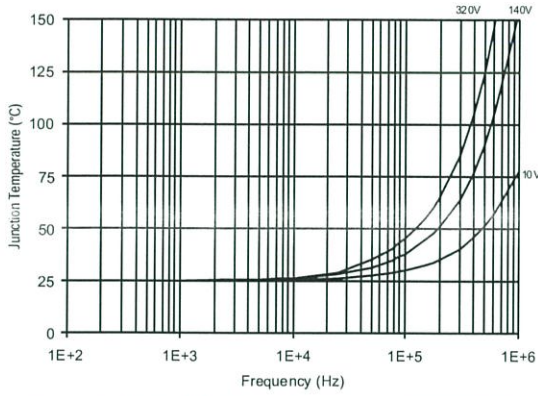


Figure 32. IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC20)
 $R_{GATE} = 33\Omega, V_{CC} = 15V$

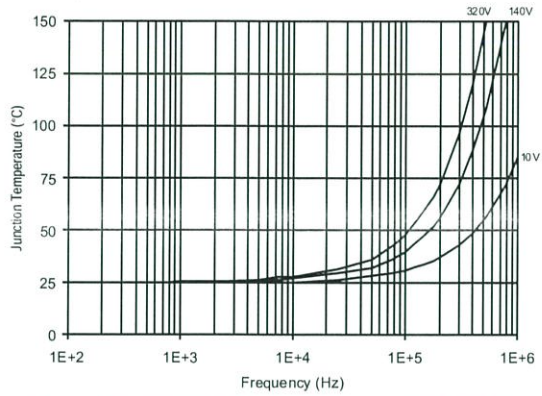


Figure 33. IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30)
 $R_{GATE} = 22\Omega, V_{CC} = 15V$

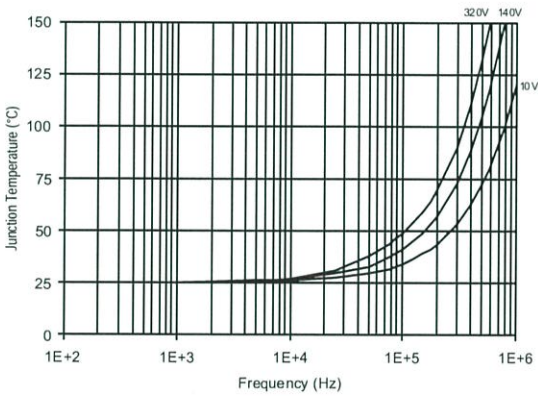


Figure 34. IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40)
 $R_{GATE} = 15\Omega, V_{CC} = 15V$

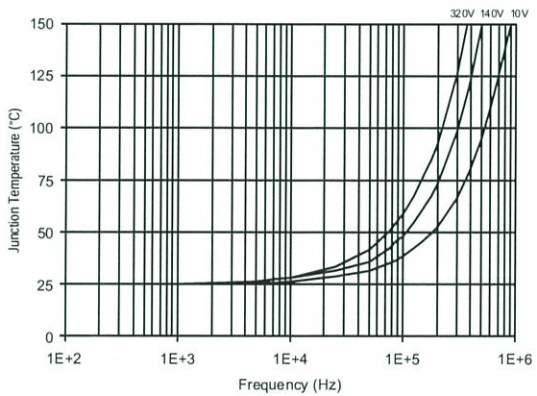


Figure 35. IR2113S T_J vs. Frequency (IRFPE50)
 $R_{GATE} = 10\Omega, V_{CC} = 15V$

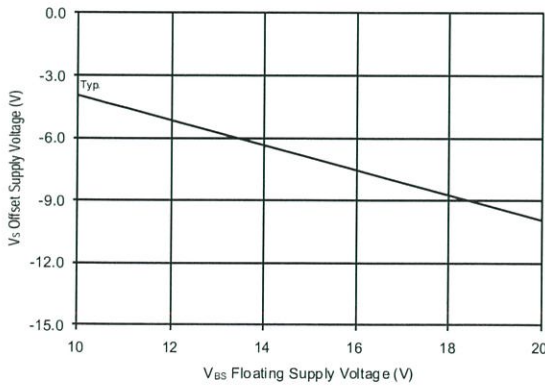


Figure 36. Maximum V_S Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage

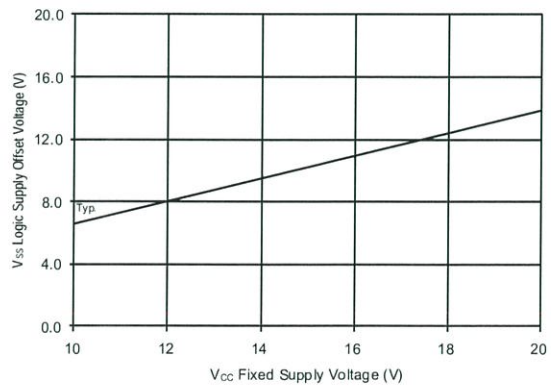


Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

Super Voltage Converter

The ICL7660S Super Voltage Converter is a monolithic CMOS voltage conversion IC that guarantees significant performance advantages over other similar devices. It is a direct replacement for the industry standard ICL7660 offering an **extended** operating supply voltage range up to 12V, with **lower** supply current. **No external diode** is needed for the ICL7660S. In addition, a **Frequency Boost pin** has been incorporated to enable the user to achieve lower output impedance despite using smaller capacitors. All improvements are highlighted in the "Electrical Specifications" section on page 3. **Critical parameters are guaranteed over the entire commercial, industrial and military temperature ranges.**

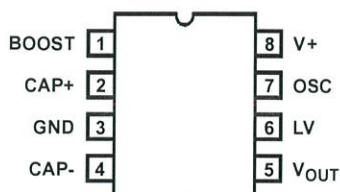
The ICL7660S performs supply voltage conversion from positive to negative for an input range of 1.5V to 12V, resulting in complementary output voltages of -1.5V to -12V. Only 2 non-critical external capacitors are needed for the charge pump and charge reservoir functions. The ICL7660S can be connected to function as a voltage doubler and will generate up to 22.8V with a 12V input. It can also be used as a voltage multiplier or voltage divider.

The chip contains a series DC power supply regulator, RC oscillator, voltage level translator, and four output power MOS switches. The oscillator, when unloaded, oscillates at a nominal frequency of 10kHz for an input supply voltage of 5.0V. This frequency can be lowered by the addition of an external capacitor to the "OSC" terminal, or the oscillator may be over-driven by an external clock.

The "LV" terminal may be tied to GND to bypass the internal series regulator and improve low voltage (LV) operation. At medium to high voltages (3.5V to 12V), the LV pin is left floating to prevent device latchup.

Pinout

ICL7660S
(8 LD PDIP, SOIC)
TOP VIEW



Features

- Guaranteed Lower Max Supply Current for All Temperature Ranges
- Wide Operating Voltage Range 1.5V to 12V
- 100% Tested at 3V
- No External Diode Over Full Temperature and Voltage Range
- Boost Pin (Pin 1) for Higher Switching Frequency
- Guaranteed Minimum Power Efficiency of 96%
- Improved Minimum Open Circuit Voltage Conversion Efficiency of 99%
- Improved SCR Latchup Protection
- Simple Conversion of +5V Logic Supply to ±5V Supplies
- Simple Voltage Multiplication $V_{OUT} = (-)nV_{IN}$
- Easy to Use - Requires Only 2 External Non-Critical Passive Components
- Improved Direct Replacement for Industry Standard ICL7660 and Other Second Source Devices
- Pb-Free Available (RoHS Compliant)

Applications

- Simple Conversion of +5V to ±5V Supplies
- Voltage Multiplication $V_{OUT} = \pm nV_{IN}$
- Negative Supplies for Data Acquisition Systems and Instrumentation
- RS232 Power Supplies
- Supply Splitter, $V_{OUT} = \pm V_S/2$

ICL7660S

Ordering Information

PART NUMBER	PART MARKING	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. DWG. #
ICL7660SCBA	7660 SCBA	0 to +70	8 Ld SOIC	M8.15
ICL7660SCBA-T (Note 3)	7660 SCBA	0 to +70	8 Ld SOIC Tape and Reel	M8.15
ICL7660SCBAZ (Note 1)	7660 SCBAZ	0 to +70	8 Ld SOIC (Pb-free)	M8.15
ICL7660SCBAZ-T (Notes 1, 3)	7660 SCBAZ	0 to +70	8 Ld SOIC Tape and Reel (Pb-free)	M8.15
ICL7660SCPA	7660S CPA	0 to +70	8 Ld PDIP	E8.3
ICL7660SCPAZ (Note 1)	7660S CPAZ	0 to +70	8 Ld PDIP* (Pb-free)	E8.3
ICL7660SIBA	7660 SIBA	-40 to +85	8 Ld SOIC	M8.15
ICL7660SIBAT (Note 3)	7660 SIBA	-40 to +85	8 Ld SOIC Tape and Reel	M8.15
ICL7660SIBAZ (Note 1)	7660 SIBAZ	-40 to +85	8 Ld SOIC (Pb-free)	M8.15
ICL7660SIBAZT (Notes 1, 3)	7660 SIBAZ	-40 to +85	8 Ld SOIC Tape and Reel (Pb-free)	M8.15
ICL7660SIPA	7660 SIPA	-40 to +85	8 Ld PDIP	E8.3
ICL7660SIPAZ (Note 1)	7660S IPAZ	-40 to +85	8 Ld PDIP* (Pb-free)	E8.3

*Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.
NOTES:

1. These Intersil Pb-free plastic packaged products employ special Pb-free material sets; molding compounds/die attach materials and 100% matte tin plate PLUS ANNEAL - e3 termination finish, which is RoHS compliant and compatible with both SnPb and Pb-free soldering operations. Intersil Pb-free products are MSL classified at Pb-free peak reflow temperatures that meet or exceed the Pb-free requirements of IPC/JEDEC J STD-020.
2. Add /883B to part number if 883B processing is required.
3. Please refer to TB347 for details on reel specifications.

ICL7660S

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	+13.0V
LV and OSC Input Voltage (Note 4)	
V+ < 5.5V	-0.3V to V+ + 0.3V
V+ > 5.5V	V+ -5.5V to V+ +0.3V
Current into LV (Note 4)	
V+ > 3.5V	20µA
Output Short Duration	
V _{SUPPLY} ≤ 5.5V	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Operating Conditions

Temperature Range	
ICL7660SI	-40°C to +85°C
ICL7660SC	0°C to +70°C

CAUTION: Do not operate at or near the maximum ratings listed for extended periods of time. Exposure to such conditions may adversely impact product reliability and result in failures not covered by warranty.

NOTES:

- Connecting any terminal to voltages greater than V+ or less than GND may cause destructive latchup. It is recommended that no inputs from sources operating from external supplies be applied prior to "power up" of ICL7660S.
- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 5)	θ_{JA} (°C/W)
8 Ld PDIP*	110
8 Ld Plastic SOIC	160
Pb-free reflow profile	see link below
	http://www.intersil.com/pbfree/Pb-FreeReflow.asp

*Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

Electrical Specifications V+ = 5V, T_A = +25°C, OSC = Free running, Test Circuit Figure 12, Unless Otherwise Specified.

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Current (Note 8)	I+	R _L = ∞, +25°C	-	80	160	µA
		0°C < T _A < +70°C	-	-	180	µA
		-40°C < T _A < +85°C	-	-	180	µA
		-55°C < T _A < +125°C	-	-	200	µA
Supply Voltage Range - High (Note 9)	V _H	R _L = 10k, LV Open, T _{MIN} < T _A < T _{MAX}	3.0	-	12	V
Supply Voltage Range - Low	V _L	R _L = 10k, LV to GND, T _{MIN} < T _A < T _{MAX}	1.5	-	3.5	V
Output Source Resistance	R _{OUT}	I _{OUT} = 20mA	-	60	100	Ω
		I _{OUT} = 20mA, 0°C < T _A < +70°C	-	-	120	Ω
		I _{OUT} = 20mA, -25°C < T _A < +85°C	-	-	120	Ω
		I _{OUT} = 20mA, -55°C < T _A < +125°C	-	-	150	Ω
		I _{OUT} = 3mA, V+ = 2V, LV = GND, 0°C < T _A < +70°C	-	-	250	Ω
		I _{OUT} = 3mA, V+ = 2V, LV = GND, -40°C < T _A < +85°C	-	-	300	Ω
		I _{OUT} = 3mA, V+ = 2V, LV = GND, -55°C < T _A < +125°C	-	-	400	Ω
Oscillator Frequency (Note 7)	f _{OSC}	C _{OSC} = 0, Pin 1 Open or GND	5	10	-	kHz
		C _{OSC} = 0, Pin 1 = V+	-	35	-	kHz
Power Efficiency	P _{EFF}	R _L = 5kΩ	96	98	-	%
		T _{MIN} < T _A < T _{MAX} R _L = 5kΩ	95	97	-	-
Voltage Conversion Efficiency	V _{OUTEFF}	R _L = ∞	99	99.9	-	%

ICL7660S

Electrical Specifications $V+ = 5V$, $T_A = +25^\circ C$, OSC = Free running, Test Circuit Figure 12, Unless Otherwise Specified. (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Oscillator Impedance	Z_{OSC}	$V+ = 2V$	-	1	-	$M\Omega$
		$V+ = 5V$	-	100	-	$k\Omega$

- NOTES:
- Derate linearly above $+50^\circ C$ by $5.5mW/^\circ C$
 - In the test circuit, there is no external capacitor applied to pin 7. However, when the device is plugged into a test socket, there is usually a very small but finite stray capacitance present, of the order of $5pF$.
 - The Intersil ICL7660S can operate without an external diode over the full temperature and voltage range. This device will function in existing designs which incorporate an external diode with no degradation in overall circuit performance.
 - All significant improvements over the industry standard ICL7660 are highlighted.

Typical Performance Curves (Test Circuit Figure 12)

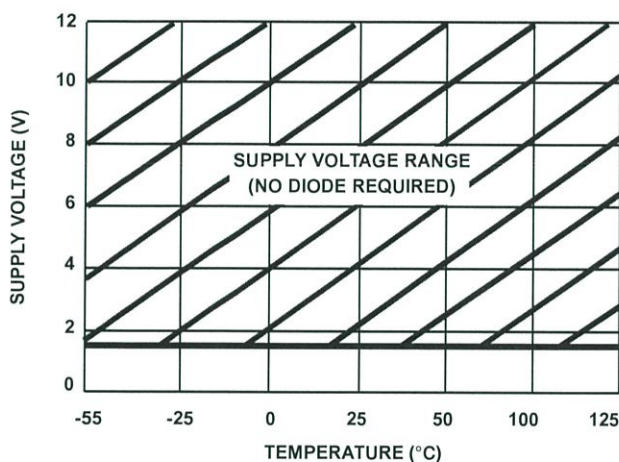


FIGURE 1. OPERATING VOLTAGE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

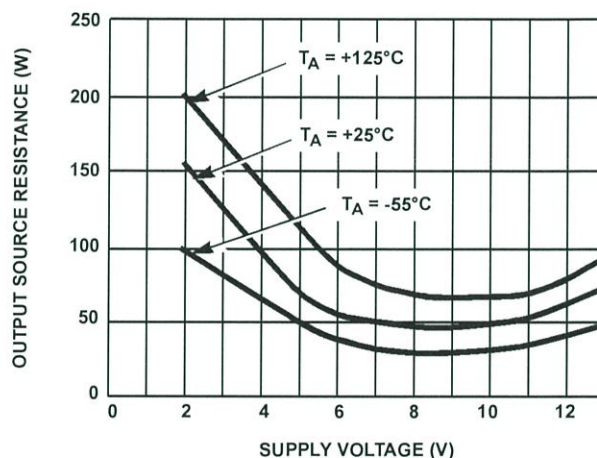


FIGURE 2. OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

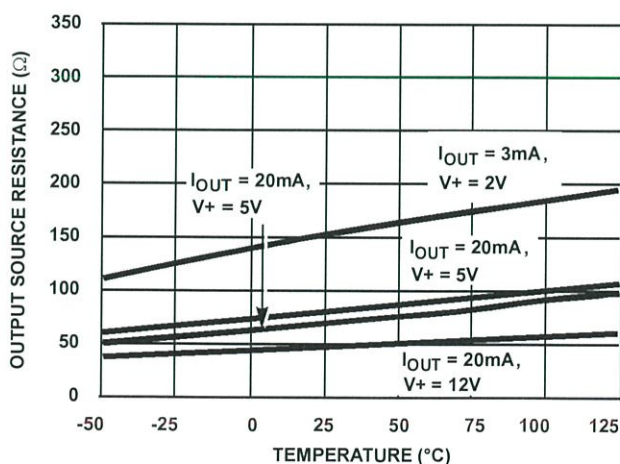


FIGURE 3. OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

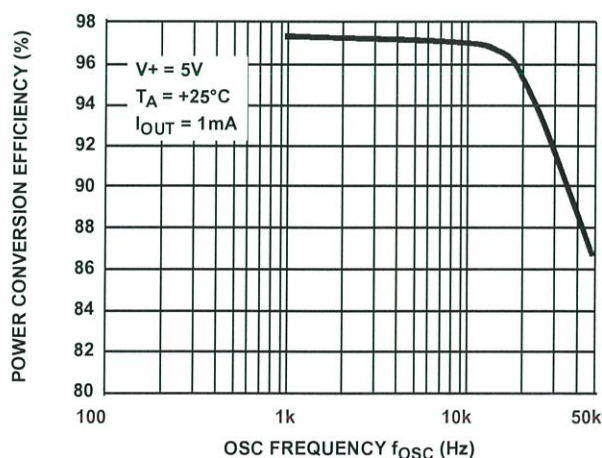


FIGURE 4. POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF OSCILLATOR FREQUENCY

Typical Performance Curves (Test Circuit Figure 12) (Continued)

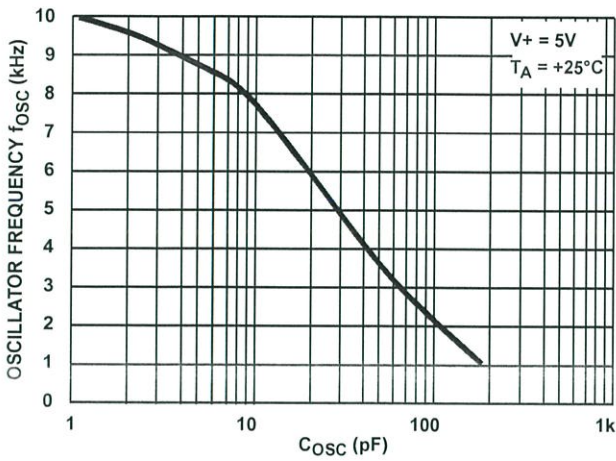


FIGURE 5. FREQUENCY OF OSCILLATION AS A FUNCTION OF EXTERNAL OSCILLATOR CAPACITANCE

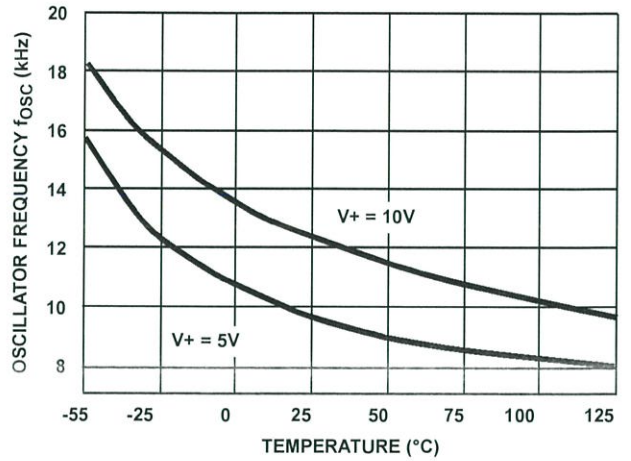


FIGURE 6. UNLOADED OSCILLATOR FREQUENCY AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

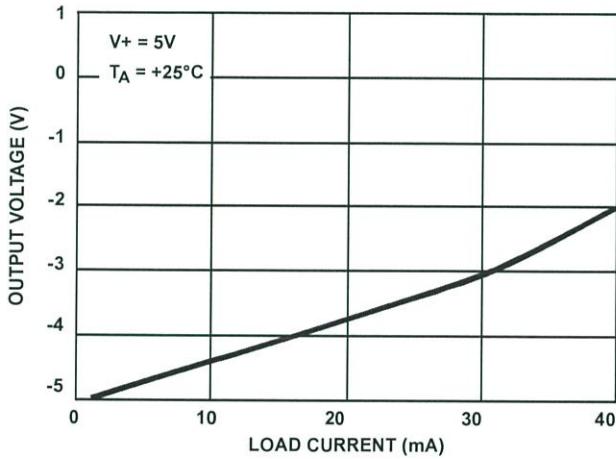


FIGURE 7. OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF OUTPUT CURRENT

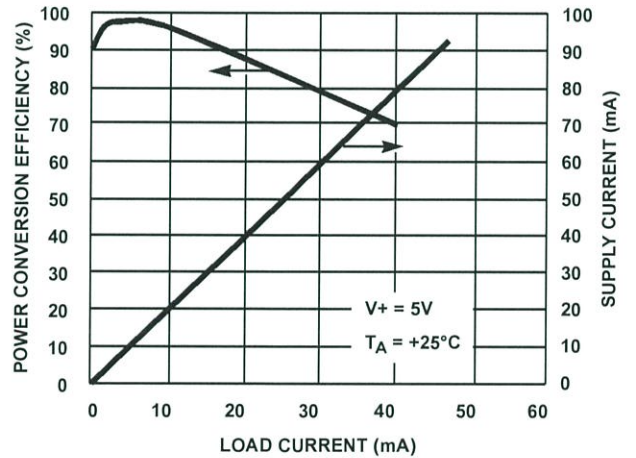


FIGURE 8. SUPPLY CURRENT AND POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT

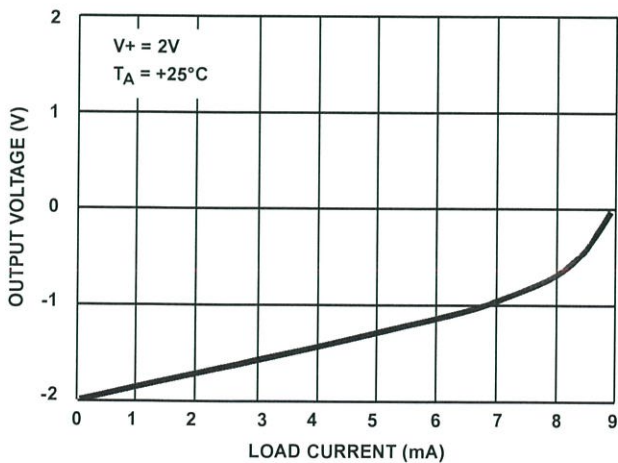


FIGURE 9. OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF OUTPUT CURRENT

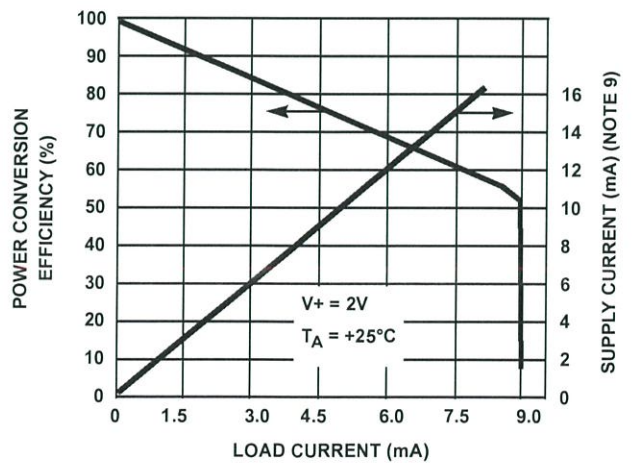


FIGURE 10. SUPPLY CURRENT AND POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT

Typical Performance Curves (Test Circuit Figure 12) (Continued)

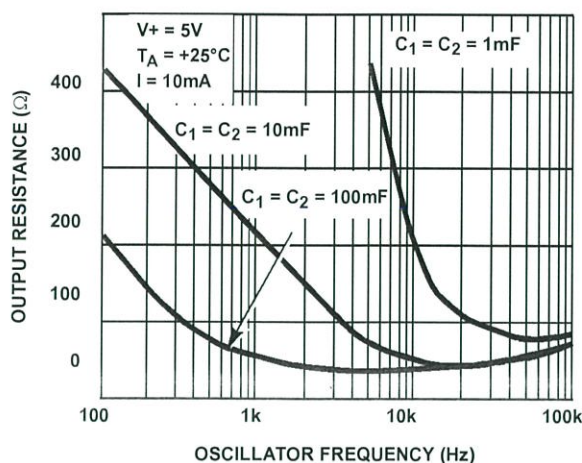


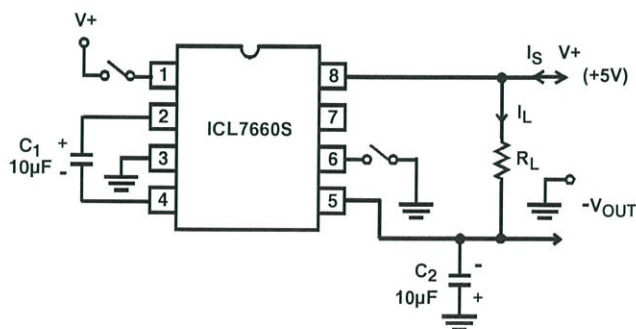
FIGURE 11. OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF OSCILLATOR FREQUENCY

NOTE:

10. These curves include in the supply current that current fed directly into the load R_L from the V_+ (See Figure 12). Thus, approximately half the supply current goes directly to the positive side of the load, and the other half, through the ICL7660S, to the negative side of the load. Ideally, $V_{OUT} \approx 2V_{IN}$, $I_S \approx 2I_L$, so $V_{IN} \times I_S \approx V_{OUT} \times I_L$.

Detailed Description

The ICL7660S contains all the necessary circuitry to complete a negative voltage converter, with the exception of 2 external capacitors which may be inexpensive 10 μ F polarized electrolytic types. The mode of operation of the device may be best understood by considering Figure 12, which shows an idealized negative voltage converter. Capacitor C_1 is charged to a voltage, V_+ , for the half cycle when switches S_1 and S_3 are closed. (Note: Switches S_2 and S_4 are open during this half cycle). During the second half cycle of operation, switches S_2 and S_4 are closed, with S_1 and S_3 open, thereby shifting capacitor C_1 to C_2 such that the voltage on C_2 is exactly V_+ , assuming ideal switches and no load on C_2 . The ICL7660S approaches this ideal situation more closely than existing non-mechanical circuits.



NOTE: For large values of C_{OSC} ($>1000\mu$ F) the values of C_1 and C_2 should be increased to 100 μ F.

FIGURE 12. ICL7660S TEST CIRCUIT

In the ICL7660S, the 4 switches of Figure 13 are MOS power switches; S_1 is a P-Channel devices and S_2 , S_3 and S_4 are N-Channel devices. The main difficulty with this

approach is that in integrating the switches, the substrates of S_3 and S_4 must always remain reverse biased with respect to their sources, but not so much as to degrade their "ON" resistances. In addition, at circuit start-up, and under output short circuit conditions ($V_{OUT} = V_+$), the output voltage must be sensed and the substrate bias adjusted accordingly. Failure to accomplish this would result in high power losses and probable device latch-up.

This problem is eliminated in the ICL7660S by a logic network which senses the output voltage (V_{OUT}) together with the level translators, and switches the substrates of S_3 and S_4 to the correct level to maintain necessary reverse bias.

The voltage regulator portion of the ICL7660S is an integral part of the anti-latchup circuitry, however its inherent voltage drop can degrade operation at low voltages. Therefore, to improve low voltage operation "LV" pin should be connected to GND, disabling the regulator. For supply voltages greater than 3.5V the LV terminal must be left open to insure latchup proof operation, and prevent device damage.

Theoretical Power Efficiency Considerations

In theory, a voltage converter can approach 100% efficiency if certain conditions are met:

1. The drive circuitry consumes minimal power.
2. The output switches have extremely low ON resistance and virtually no offset.
3. The impedance of the pump and reservoir capacitors are negligible at the pump frequency.

The ICL7660S approaches these conditions for negative voltage conversion if large values of C_1 and C_2 are used. **ENERGY IS LOST ONLY IN THE TRANSFER OF CHARGE BETWEEN CAPACITORS IF A CHANGE IN VOLTAGE OCCURS.** The energy lost is defined by:

$$E = \frac{1}{2}C_1(V_1^2 - V_2^2) \quad (\text{EQ. 1})$$

where V_1 and V_2 are the voltages on C_1 during the pump and transfer cycles. If the impedances of C_1 and C_2 are relatively high at the pump frequency (refer to Figure 13) compared to the value of R_L , there will be substantial difference in the voltages V_1 and V_2 . Therefore it is not only desirable to make C_2 as large as possible to eliminate output voltage ripple, but also to employ a correspondingly large value for C_1 in order to achieve maximum efficiency of operation.

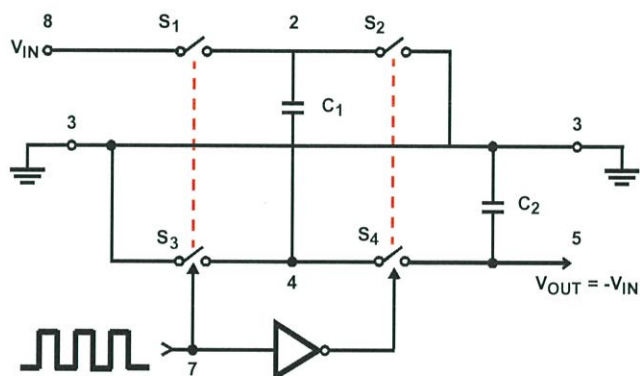


FIGURE 13. IDEALIZED NEGATIVE VOLTAGE CONVERTER

Do's and Don'ts

1. Do not exceed maximum supply voltages.
2. Do not connect LV terminal to GND for supply voltage greater than 3.5V.
3. Do not short circuit the output to V^+ supply for supply voltages above 5.5V for extended periods, however, transient conditions including start-up are okay.
4. When using polarized capacitors, the + terminal of C_1 must be connected to pin 2 of the ICL7660S and the + terminal of C_2 must be connected to GND.
5. If the voltage supply driving the ICL7660S has a large source impedance (25Ω to 30Ω), then a $2.2\mu\text{F}$ capacitor from pin 8 to ground may be required to limit rate of rise of input voltage to less than $2\text{V}/\mu\text{s}$.
6. User should insure that the output (pin 5) does not go more positive than GND (pin 3). Device latch up will occur under these conditions. A 1N914 or similar diode placed in parallel with C_2 will prevent the device from latching up under these conditions. (Anode pin 5, Cathode pin 3).

Typical Applications

Simple Negative Voltage Converter

The majority of applications will undoubtedly utilize the ICL7660S for generation of negative supply voltages. Figure 14 shows typical connections to provide a negative supply where a positive supply of +1.5V to +12V is available. Keep in mind that pin 6 (LV) is tied to the supply negative (GND) for supply voltage below 3.5V.

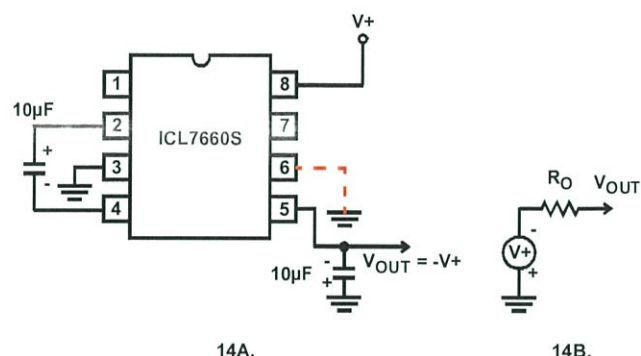


FIGURE 14. SIMPLE NEGATIVE CONVERTER AND ITS OUTPUT EQUIVALENT

The output characteristics of the circuit in Figure 14 can be approximated by an ideal voltage source in series with a resistance as shown in Figure 14B. The voltage source has a value of $-(V^+)$. The output impedance (R_0) is a function of the ON resistance of the internal MOS switches (shown in Figure 13), the switching frequency, the value of C_1 and C_2 , and the ESR (equivalent series resistance) of C_1 and C_2 . A good first order approximation for R_0 is:

$$R_0 \cong 2((R_{SW1} + R_{SW3} + \text{ESR}_{C1}) + 2(R_{SW2} + R_{SW4} + \text{ESR}_{C1}) + \frac{1}{f_{\text{PUMP}} \times C_1} + \text{ESR}_{C2})$$

$$f_{\text{PUMP}} = \frac{f_{\text{OSC}}}{2} \quad (R_{SWX} = \text{MOSFET Switch Resistance}) \quad (\text{EQ. 2})$$

Combining the four R_{SWX} terms as R_{SW} , we see that:

$$R_0 \cong 2 \times R_{SW} + \frac{1}{f_{\text{PUMP}} \times C_1} + 4 \times \text{ESR}_{C1} + \text{ESR}_{C2} \quad (\text{EQ. 3})$$

R_{SW} , the total switch resistance, is a function of supply voltage and temperature (See the Output Source Resistance graphs), typically 23Ω at $+25^\circ\text{C}$ and 5V. Careful selection of C_1 and C_2 will reduce the remaining terms, minimizing the output impedance. High value capacitors will reduce the $1/(f_{\text{PUMP}} \times C_1)$ component, and low ESR capacitors will lower the ESR term. Increasing the oscillator frequency will reduce the $1/(f_{\text{PUMP}} \times C_1)$ term, but may have the side effect of a net increase in output impedance when $C_1 > 10\mu\text{F}$ and is not long enough to fully charge the capacitors every cycle. In a typical application where $f_{\text{OSC}} = 10\text{kHz}$ and $C = C_1 = C_2 = 10\mu\text{F}$:

$$R_0 \cong 2 \times 23 + \frac{1}{5 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6}} + 4 \times \text{ESR}_{C1} + \text{ESR}_{C2} \quad (\text{EQ. 4})$$

$$R_0 \cong 46 + 20 + 5 \times \text{ESR}_C$$

Since the ESRs of the capacitors are reflected in the output impedance multiplied by a factor of 5, a high value could potentially swamp out a low $1/f_{\text{PUMP}} \times C_1$ term, rendering an increase in switching frequency or filter capacitance ineffective. Typical electrolytic capacitors may have ESRs as high as 10Ω .

Output Ripple

ESR also affects the ripple voltage seen at the output. The total ripple is determined by 2 voltages, A and B, as shown in Figure 15. Segment A is the voltage drop across the ESR of C_2 at the instant it goes from being charged by C_1 (current flowing into C_2) to being discharged through the load (current flowing out of C_2). The magnitude of this current change is $2 \times I_{\text{OUT}}$, hence the total drop is $2 \times I_{\text{OUT}} \times \text{ESR}_{C2}V$. Segment B is the voltage change across C_2 during time t_2 , the half of the cycle when C_2 supplies current the load. The drop at B is $I_{\text{OUT}} \times t_2/C_2V$. The peak-to-peak ripple voltage is the sum of these voltage drops:

$$V_{\text{RIPPLE}} \cong \left(\frac{1}{2 \times f_{\text{PUMP}} \times C_2} + 2 \text{ESR}_{C2} \times I_{\text{OUT}} \right) \quad (\text{EQ. 5})$$

Again, a low ESR capacitor will result in a higher performance output.

Paralleling Devices

Any number of ICL7660S voltage converters may be paralleled to reduce output resistance. The reservoir capacitor, C_2 , serves all devices while each device requires its own pump capacitor, C_1 . The resultant output resistance would be approximately:

$$R_{\text{OUT}} = \frac{R_{\text{OUT}}(\text{of ICL7660S})}{n(\text{number of devices})} \quad (\text{EQ. 6})$$

Cascading Devices

The ICL7660S may be cascaded as shown to produce larger negative multiplication of the initial supply voltage. However, due to the finite efficiency of each device, the practical limit is 10 devices for light loads. The output voltage is defined by:

$$V_{\text{OUT}} = -n(V_{\text{IN}}) \quad (\text{EQ. 7})$$

where n is an integer representing the number of devices cascaded. The resulting output resistance would be approximately the weighted sum of the individual ICL7660S R_{OUT} values.

Changing the ICL7660S Oscillator Frequency

It may be desirable in some applications, due to noise or other considerations, to alter the oscillator frequency. This can be achieved simply by one of several methods described in the following.

By connecting the Boost Pin (Pin 1) to $V+$, the oscillator charge and discharge current is increased and, hence, the oscillator frequency is increased by approximately $3^{1/2}$ times. The result is a decrease in the output impedance and ripple. This is of major importance for surface mount applications where capacitor size and cost are critical. Smaller capacitors, e.g. $0.1\mu\text{F}$, can be used in conjunction with the Boost Pin in order to achieve similar output currents compared to the device free running with $C_1 = C_2 = 10\mu\text{F}$ or $100\mu\text{F}$. (Refer to graph of Output Source Resistance as a Function of Oscillator Frequency).

Increasing the oscillator frequency can also be achieved by overdriving the oscillator from an external clock, as shown in Figure 18. In order to prevent device latchup, a $1\text{k}\Omega$ resistor must be used in series with the clock output. In a situation where the designer has generated the external clock frequency using TTL logic, the addition of a $10\text{k}\Omega$ pull-up resistor to $V+$ supply is required. Note that the pump frequency with external clocking, as with internal clocking, will be $1/2$ of the clock frequency. Output transitions occur on the positive going edge of the clock.

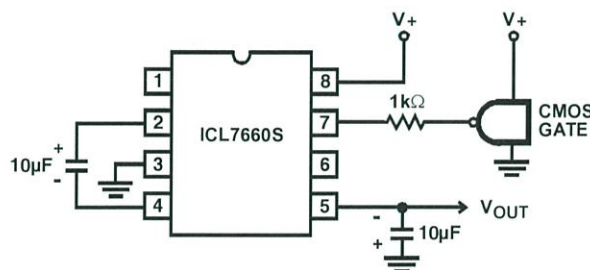


FIGURE 15. EXTERNAL CLOCKING

It is also possible to increase the conversion efficiency of the ICL7660S at low load levels by lowering the oscillator frequency. This reduces the switching losses, and is shown in Figure 19. However, lowering the oscillator frequency will cause an undesirable increase in the impedance of the pump (C_1) and reservoir (C_2) capacitors; this is overcome by increasing the values of C_1 and C_2 by the same factor that the frequency has been reduced. For example, the addition of a 100pF capacitor between pin 7 (OSC and $V+$) will lower the oscillator frequency to 1kHz from its nominal frequency of 10kHz (a multiple of 10), and thereby necessitate corresponding increase in the value of C_1 and C_2 (from $10\mu\text{F}$ to $100\mu\text{F}$).

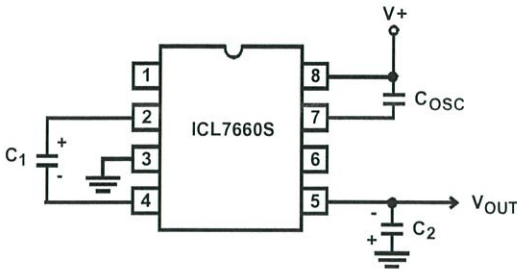
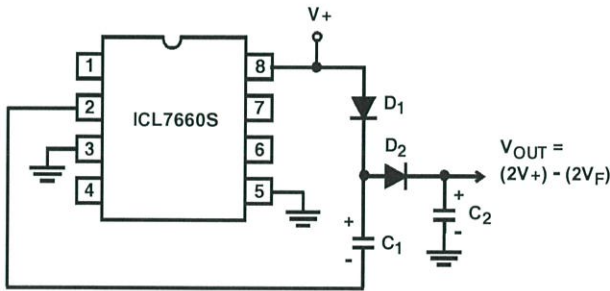


FIGURE 16. LOWERING OSCILLATOR FREQUENCY

Positive Voltage Doubling

The ICL7660S may be employed to achieve positive voltage doubling using the circuit shown in Figure 20. In this application, the pump inverter switches of the ICL7660S are used to charge C_1 to a voltage level of $V+ - V_F$ (where $V+$ is the supply voltage and V_F is the forward voltage on C_1 plus the supply voltage ($V+$) is applied through diode D_2 to capacitor C_2 . The voltage thus created on C_2 becomes $(2V+) - (2V_F)$ or twice the supply voltage minus the combined forward voltage drops of diodes D_1 and D_2 .

The source impedance of the output (V_{OUT}) will depend on the output current, but for $V+ = 5V$ and an output current of 10mA it will be approximately 60Ω .



NOTE: D_1 and D_2 can be any suitable diode.

FIGURE 17. POSITIVE VOLTAGE DOUBLER

Combined Negative Voltage Conversion and Positive Supply Doubling

Figure 21 combines the functions shown in Figure 14 and Figure 20 to provide negative voltage conversion and positive voltage doubling simultaneously. This approach would be, for example, suitable for generating +9V and -5V from an existing +5V supply. In this instance capacitors C_1 and C_3 perform the pump and reservoir functions respectively for the generation of the negative voltage, while capacitors C_2 and C_4 are pump and reservoir respectively for the doubled positive voltage. There is a penalty in this configuration which combines both functions, however, in that the source impedances of the generated supplies will be somewhat higher due to the finite impedance of the common charge pump driver at pin 2 of the device.

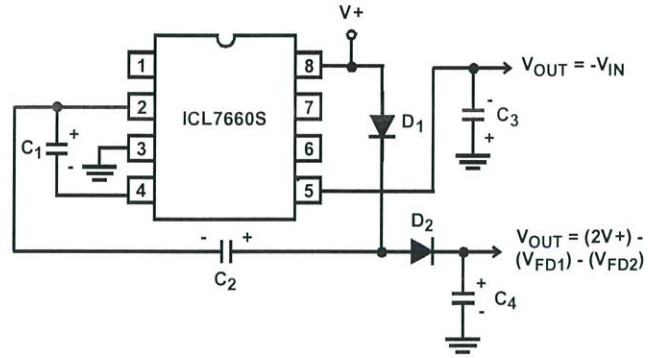


FIGURE 18. COMBINED NEGATIVE VOLTAGE CONVERTER AND POSITIVE DOUBLER

Voltage Splitting

The bidirectional characteristics can also be used to split a high supply in half, as shown in Figure 22. The combined load will be evenly shared between the two sides, and a high value resistor to the LV pin ensures start-up. Because the switches share the load in parallel, the output impedance is much lower than in the standard circuits, and higher currents can be drawn from the device. By using this circuit, and then the circuit of Figure 17, +15V can be converted (via +7.5, and -7.5 to a nominal -15V, although with rather high series output resistance ($\sim 250\Omega$).

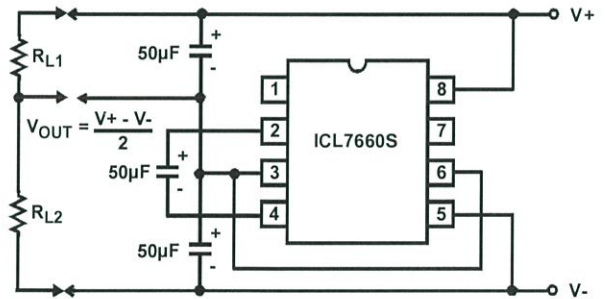


FIGURE 19. SPLITTING A SUPPLY IN HALF

Regulated Negative Voltage Supply

In some cases, the output impedance of the ICL7660S can be a problem, particularly if the load current varies substantially. The circuit of Figure 23 can be used to overcome this by controlling the input voltage, via an ICL7611 low-power CMOS op amp, in such a way as to maintain a nearly constant output voltage. Direct feedback is inadvisable, since the ICL7660S's output does not respond instantaneously to change in input, but only after the switching delay. The circuit shown supplies enough delay to accommodate the ICL7660S, while maintaining adequate feedback. An increase in pump and storage capacitors is desirable, and the values shown provides an output impedance of less than 5Ω to a load of 10mA.

ICL7660S

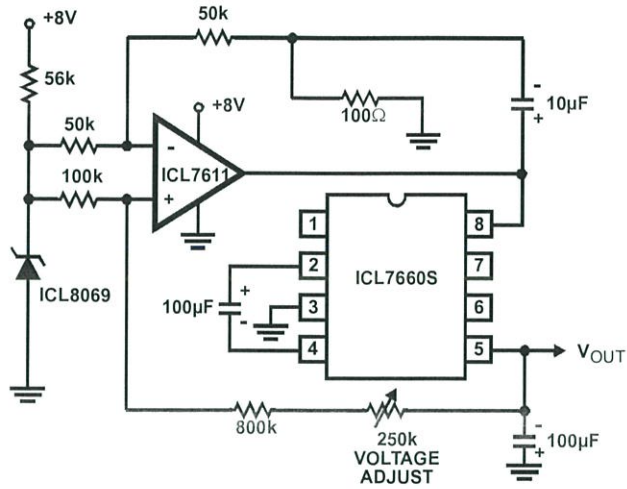


FIGURE 20. REGULATING THE OUTPUT VOLTAGE

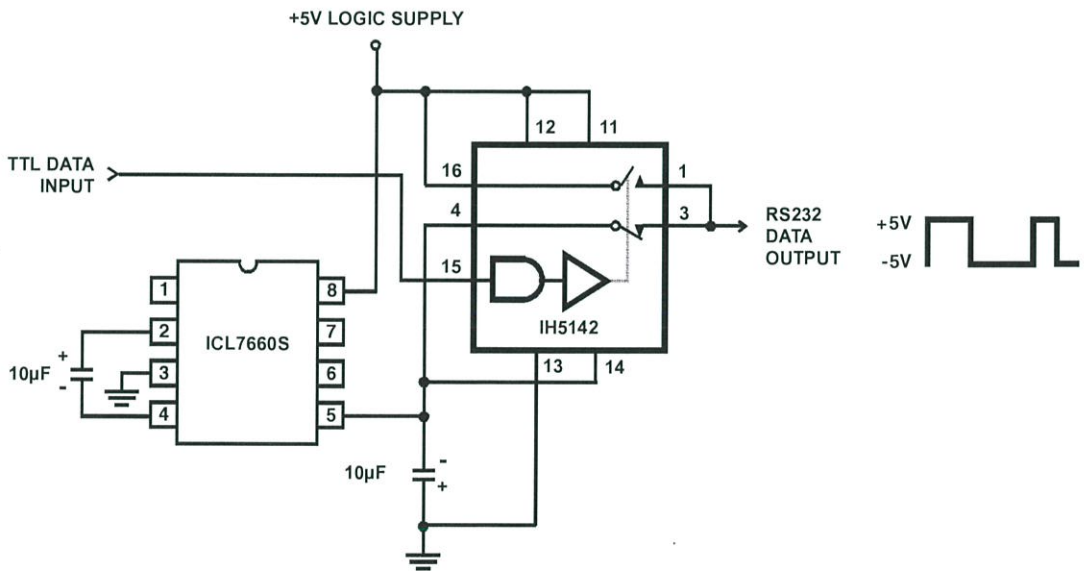
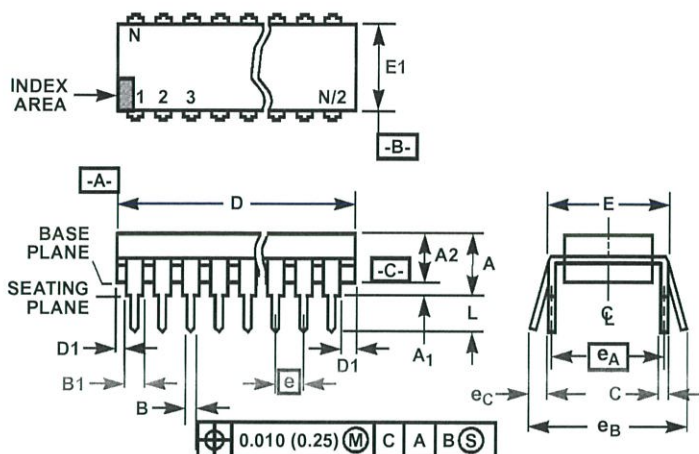


FIGURE 21. RS232 LEVELS FROM A SINGLE 5V SUPPLY

Other Applications

Further information on the operation and use of the ICL7660S may be found in AN051 "Principles and Applications of the ICL7660 CMOS Voltage Converter".

Dual-In-Line Plastic Packages (PDIP)



NOTES:

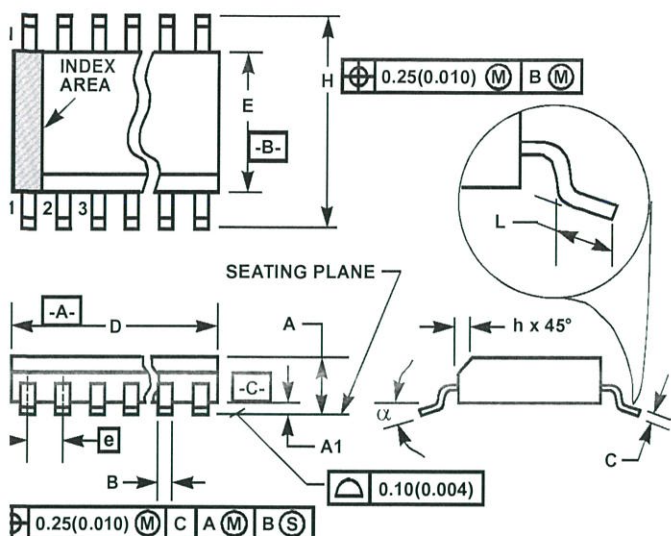
1. Controlling Dimensions: INCH. In case of conflict between English and Metric dimensions, the inch dimensions control.
2. Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982.
3. Symbols are defined in the "MO Series Symbol List" in Section 2.2 of Publication No. 95.
4. Dimensions A, A1 and L are measured with the package seated in JEDEC seating plane gauge GS-3.
5. D, D1, and E1 dimensions do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
6. E and e_A are measured with the leads constrained to be perpendicular to datum -C-.
7. e_B and e_C are measured at the lead tips with the leads unconstrained. e_C must be zero or greater.
8. B1 maximum dimensions do not include dambar protrusions. Dambar protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
9. N is the maximum number of terminal positions.
10. Corner leads (1, N, N/2 and N/2 + 1) for E8.3, E16.3, E18.3, E28.3, E42.6 will have a B1 dimension of 0.030 - 0.045 inch (0.76 - 1.14mm).

E8.3 (JEDEC MS-001-BA ISSUE D)
8 LEAD DUAL-IN-LINE PLASTIC PACKAGE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	-	0.210	-	5.33	4
A1	0.015	-	0.39	-	4
A2	0.115	0.195	2.93	4.95	-
B	0.014	0.022	0.356	0.558	-
B1	0.045	0.070	1.15	1.77	8, 10
C	0.008	0.014	0.204	0.355	-
D	0.355	0.400	9.01	10.16	5
D1	0.005	-	0.13	-	5
E	0.300	0.325	7.62	8.25	6
E1	0.240	0.280	6.10	7.11	5
e	0.100 BSC		2.54 BSC		-
e _A	0.300 BSC		7.62 BSC		6
e _B	-	0.430	-	10.92	7
L	0.115	0.150	2.93	3.81	4
N	8		8		9

Rev. 0 12/93

Small Outline Plastic Packages (SOIC)



M8.15 (JEDEC MS-012-AA ISSUE C)
8 LEAD NARROW BODY SMALL OUTLINE PLASTIC PACKAGE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.0532	0.0688	1.35	1.75	-
A1	0.0040	0.0098	0.10	0.25	-
B	0.013	0.020	0.33	0.51	9
C	0.0075	0.0098	0.19	0.25	-
D	0.1890	0.1968	4.80	5.00	3
E	0.1497	0.1574	3.80	4.00	4
e	0.050 BSC		1.27 BSC		-
H	0.2284	0.2440	5.80	6.20	-
h	0.0099	0.0196	0.25	0.50	5
L	0.016	0.050	0.40	1.27	6
N	8		8		7
α	0°	8°	0°	8°	-

- NOTES:
1. Symbols are defined in the "MO Series Symbol List" in Section 2.2 of Publication Number 95.
 2. Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982.
 3. Dimension "D" does not include mold flash, protrusions or gate burrs. Mold flash, protrusion and gate burrs shall not exceed 0.15mm (0.006 inch) per side.
 4. Dimension "E" does not include interlead flash or protrusions. Interlead flash and protrusions shall not exceed 0.25mm (0.010 inch) per side.
 5. The chamfer on the body is optional. If it is not present, a visual index feature must be located within the crosshatched area.
 6. "L" is the length of terminal for soldering to a substrate.
 7. "N" is the number of terminal positions.
 8. Terminal numbers are shown for reference only.
 9. The lead width "B", as measured 0.36mm (0.014 inch) or greater above the seating plane, shall not exceed a maximum value of 0.61mm (0.024 inch).
 10. Controlling dimension: MILLIMETER. Converted inch dimensions are not necessarily exact.

Rev. 1 6/05

All Intersil U.S. products are manufactured, assembled and tested utilizing ISO9000 quality systems. Intersil Corporation's quality certifications can be viewed at www.intersil.com/design/quality

Intersil products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design, software and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see www.intersil.com

1.5A DUAL HIGH-SPEED POWER MOSFET DRIVERS

FEATURES

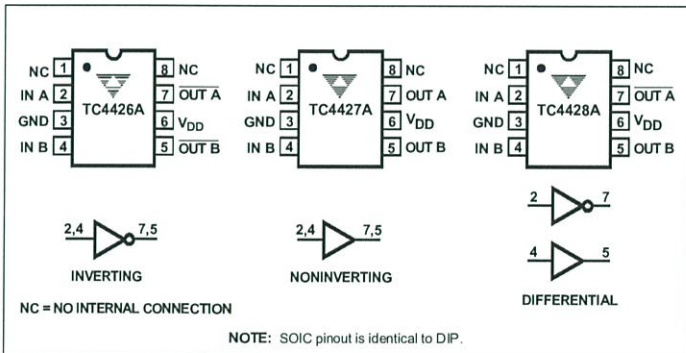
- High Peak Output Current 1.5A
- Wide Operating Range 4.5V to 18V
- High Capacitive Load
Drive Capability 1000 pF in 25 nsec Typ
- Short Delay Time 30 nsec Typ
- Matched Rise, Fall and Delay Times
- Low Supply Current
— With Logic “1” Input 1 mA Typ
— With Logic “0” Input 100 μ A Typ
- Low Output Impedance 7 Ω Typ
- Latch-Up Protected: Will Withstand 0.5A Reverse Current
- Input Will Withstand Negative Inputs Up to 5V
- ESD Protected 4 kV
- Pinout Same as TC426/TC427/TC428

GENERAL DESCRIPTION

The TC4426A/4427A/4428A are improved versions of the earlier TC426/427/428 family of buffer/drivers (with which they are pin compatible). They will not latch up under any conditions within their power and voltage ratings. They are not subject to damage when up to 5V of noise spiking (of either polarity) occurs on the ground pin. They can accept, without damage or logic upset, up to 500 mA of reverse current (of either polarity) being forced back into their outputs. All terminals are fully protected against up to 4 kV of electrostatic discharge.

As MOSFET drivers, the TC4426A/4427A/4428A can easily switch 1000 pF gate capacitances in under 30 ns, and provide low enough impedances in both the ON and OFF states to ensure the MOSFET's intended state will not be affected, even by large transients.

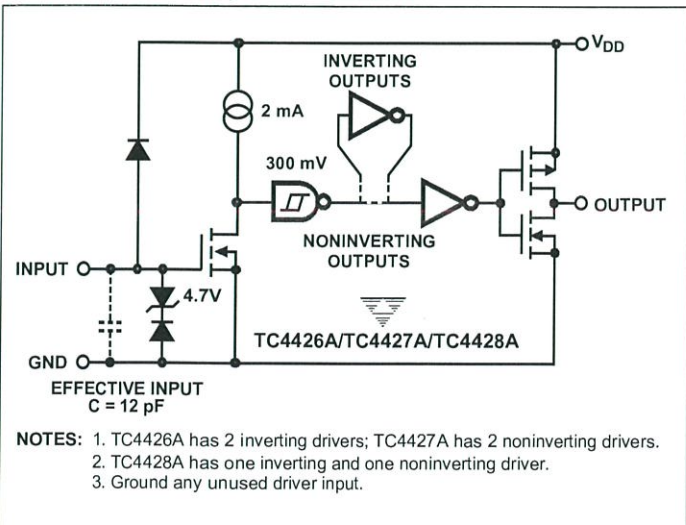
PIN CONFIGURATIONS



ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Temp. Range
TC4426ACOA	8-Pin SOIC	0°C to +70°C
TC4426ACPA	8-Pin Plastic DIP	0°C to +70°C
TC4426AEOA	8-Pin SOIC	-40°C to +85°C
TC4426AEPA	8-Pin Plastic DIP	-40°C to +85°C
TC4426AMJA	8-Pin CerDIP	-55°C to +125°C
TC4427ACOA	8-Pin SOIC	0°C to +70°C
TC4427ACPA	8-Pin Plastic DIP	0°C to +70°C
TC4427AEOA	8-Pin SOIC	-40°C to +85°C
TC4427AEPA	8-Pin Plastic DIP	-40°C to +85°C
TC4427AMJA	8-Pin CerDIP	-55°C to +125°C
TC4428ACOA	8-Pin SOIC	0°C to +70°C
TC4428ACPA	8-Pin Plastic DIP	0°C to +70°C
TC4428AEOA	8-Pin SOIC	-40°C to +85°C
TC4428AEPA	8-Pin Plastic DIP	-40°C to +85°C
TC4428AMJA	8-Pin CerDIP	-55°C to +125°C

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



1.5A DUAL HIGH-SPEED POWER MOSFET DRIVERS

TC4426A
TC4427A
TC4428A

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Supply Voltage	+22V
Input Voltage, IN A or IN B .. ($V_{DD} + 0.3V$) to ($GND - 5.0V$)	
Maximum Chip Temperature	+150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	+300°C
Package Thermal Resistance	
CerDIP $R_{\theta J-A}$	150°C/W
CerDIP $R_{\theta J-C}$	50°C/W
PDIP $R_{\theta J-A}$	125°C/W
PDIP $R_{\theta J-C}$	42°C/W
SOIC $R_{\theta J-A}$	155°C/W
SOIC $R_{\theta J-C}$	45°C/W

Operating Temperature Range

C Version	0°C to +70°C
E Version	-40°C to +85°C
M Version	-55°C to +125°C

Package Power Dissipation ($T_A \leq 70^\circ\text{C}$)

Plastic	730mW
CerDIP	800mW
SOIC	470mW

*Static-sensitive device. Unused devices must be stored in conductive material. Protect devices from static discharge and static fields. Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Over operating temperature range with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Input						
V_{IH}	Logic 1 High Input Voltage			2.4	—	V
V_{IL}	Logic 0 Low Input Voltage			—	0.8	V
I_{IN}	Input Current	$-0V \leq V_{IN} \leq V_{DD}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	-1 -10	—	1 10 μA
Output						
V_{OH}	High Output Voltage	DC Test		$V_{DD} - 0.025$	—	V
V_{OL}	Low Output Voltage	DC Test		—	0.025	V
R_O	Output Resistance	$V_{DD} = 18V, I_O = 10\text{mA}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	—	7 7 8	9 10 11 Ω
I_{PK}	Peak Output Current	$V_{DD} = 18V$		—	1.5	A
I_{REV}	Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	Duty Cycle $\leq 2\%$ $t \leq 300\mu\text{sec}$	$V_{DD} = 18V$	0.5	—	A
Switching Time (Note 1)						
t_R	Rise Time	Figure 1	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	—	25 27 29	35 40 40 nsec
t_F	Fall Time	Figure 1	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	—	25 27 29	35 40 40 nsec
t_{D1}	Delay Time	Figure 1	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	—	30 33 35	35 40 45 nsec
t_{D2}	Delay Time	Figure 1	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	—	30 33 35	35 40 45 nsec
Power Supply						
I_S	Power Supply Current	$V_{IN} = 3V$ (Both Inputs) $V_{IN} = 0V$ (Both Inputs)	$V_{DD} = 18V$	—	1.0 0.1	2.0 0.2 mA

NOTE: 1. Switching times are guaranteed by design.

1.5A DUAL HIGH-SPEED POWER MOSFET DRIVERS

TC4426A
TC4427A
TC4428A

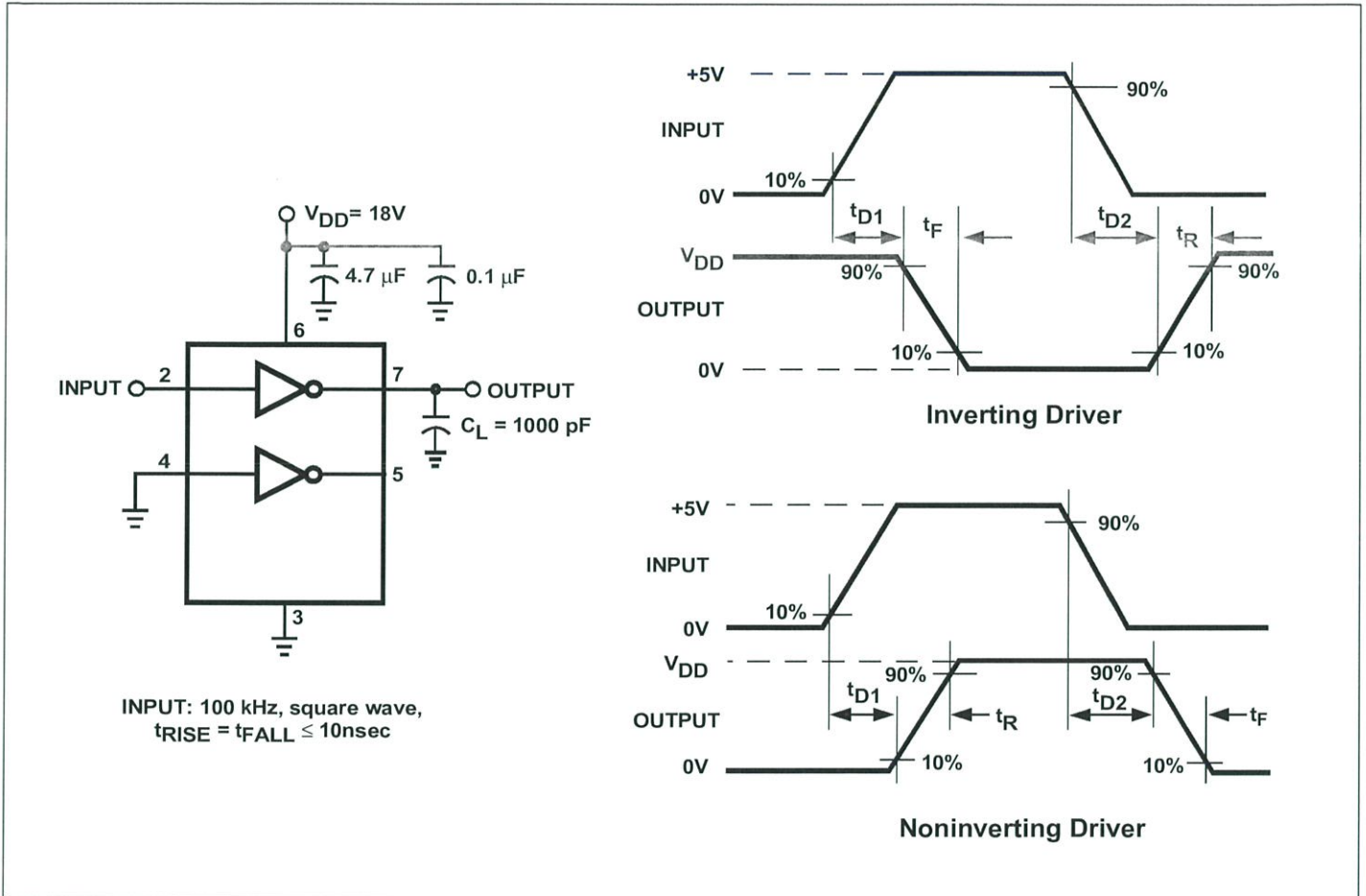


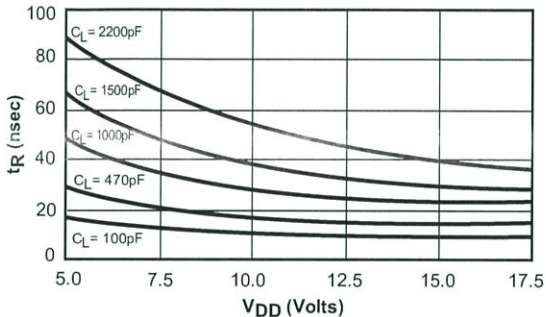
Figure 1. Switching Time Test Circuit

1.5A DUAL HIGH-SPEED POWER MOSFET DRIVERS

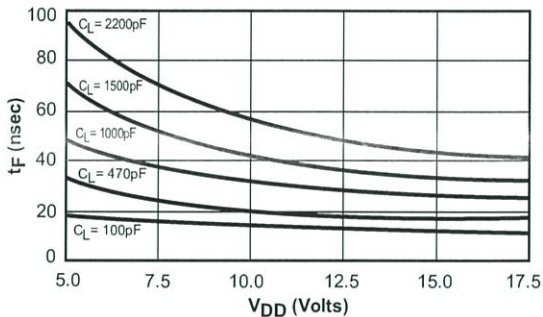
TC4426A
TC4427A
TC4428A

TYPICAL CHARACTERISTICS

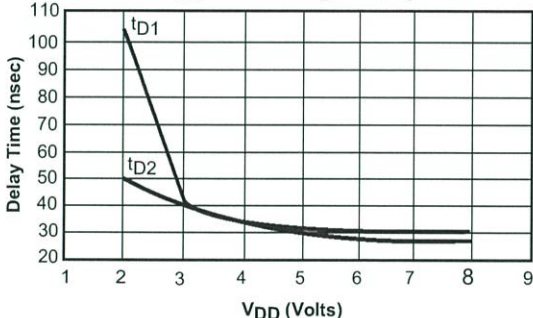
Rise Time vs. Supply Voltage
Temperature = 25°C



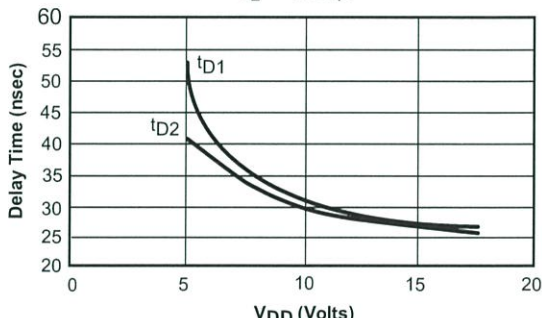
Fall Time vs. Supply Voltage
Temperature = 25°C



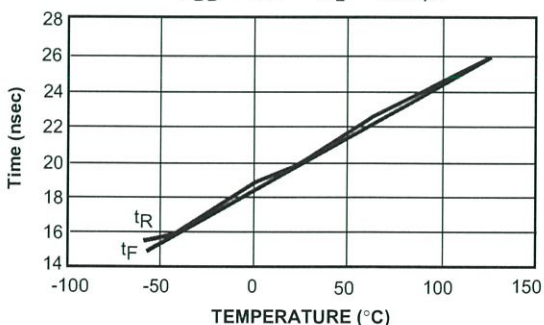
Effect of Input Amplitude on Delay
VDD = 10V CL = 1000pF



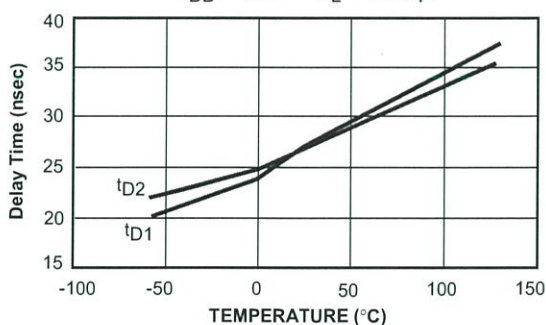
Propagation Delay Time vs. Supply Voltage
CL = 1000pF



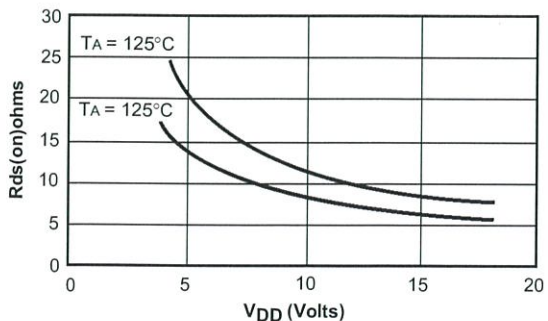
Rise and Fall Times vs. Temperature
VDD = 18V CL = 1000pF



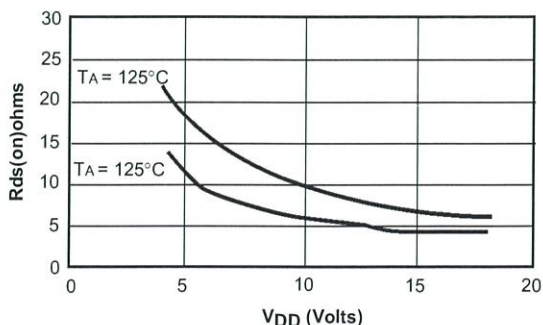
Propagation Delay Time vs. Temperature
VDD = 18V CL = 1000pF



High-State Output Resistance



Low State Output Resistance

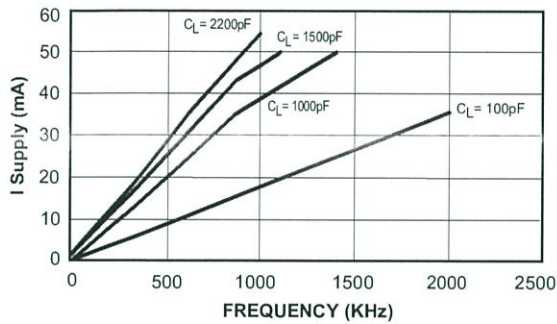


1.5A DUAL HIGH-SPEED POWER MOSFET DRIVERS

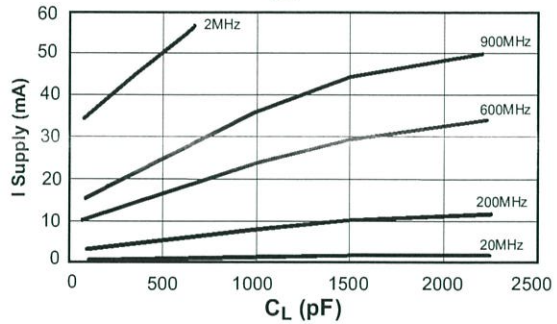
TC4426A
TC4427A
TC4428A

TYPICAL CHARACTERISTICS (Cont.)

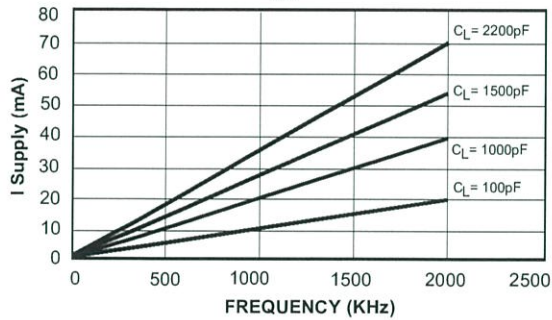
Supply Current vs. Frequency
 $V_{DD} = 18\text{v}$



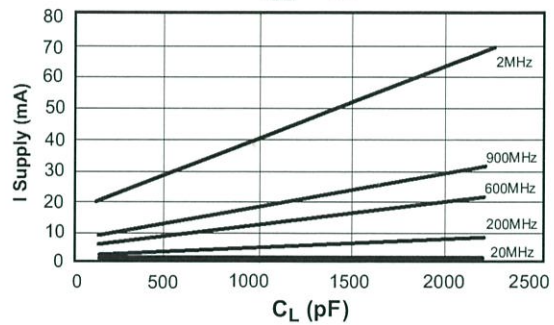
Supply Current vs. Capacitance Load
 $V_{DD} = 18\text{v}$



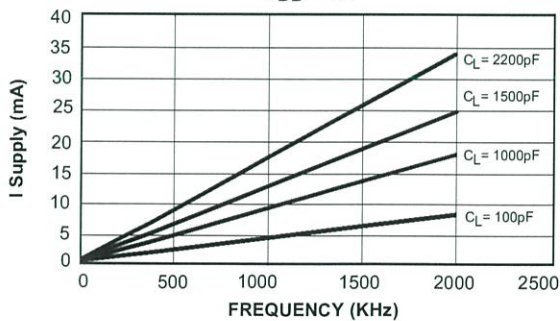
Supply Current vs. Frequency
 $V_{DD} = 12\text{v}$



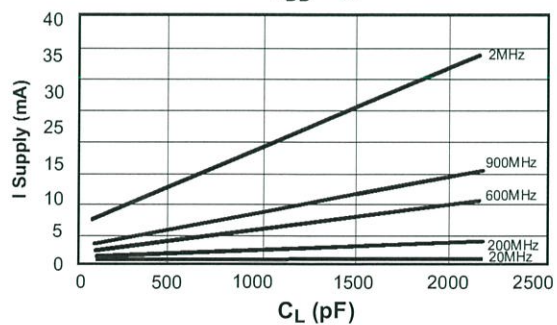
Supply Current vs. Capacitance Load
 $V_{DD} = 12\text{v}$



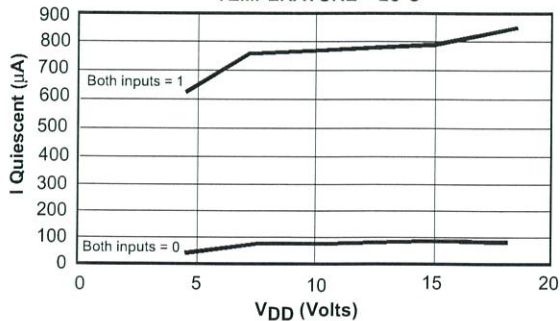
Supply Current vs. Frequency
 $V_{DD} = 6\text{v}$



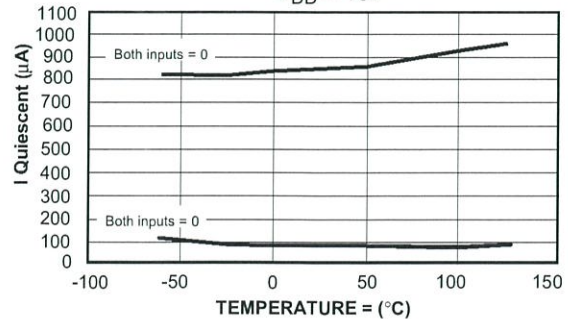
Supply Current vs. Capacitance Load
 $V_{DD} = 6\text{v}$



Quiescent Supply Current vs. Voltage
TEMPERATURE = 25°C



Quiescent Supply Current vs. Temperature
 $V_{DD} = 18\text{v}$



ประวัติผู้เขียน



นายพงศธร ร่มซ้าย

เกิดวันที่ 26 มกราคม 2537

e-mail: pongsatorn.RS@gmail.com

คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายพงษ์ดนัย หิธรรัตน์

เกิดวันที่ 11 กันยายน 2536

e-mail: kong_phongdanaai@hotmail.com

คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายวิกรม ดีไชยเสรษฐฐ

เกิดวันที่ 11 พฤศจิกายน 2536

e-mail: l3lackcolor@hotmail.com

คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายเอกบุรินทร์ ศรีตรัย

เกิดวันที่ 28 ตุลาคม 2536

e-mail: pooh_364015@hotmail.com

คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เทคนิคและวิธีการในการออกแบบและชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันหาย ภายในโรงงาน อุตสาหกรรมในกรณีของตัวตัดต่อวงจร

TECHNICAL METHODS FOR THE PREVENTION AND CORRECTION OF VOLTAGE SAGS AND SHORT INTERRUPTIONS INSIDE THE INDUSTRIAL PLANTS INCASE MAGNETIC CONTACTOR

พงศธร รมชัย¹ พงษ์ดนัย หิตรีตัน² วิกรม ดีไชยเศรษฐ์³ และ เอกบุรินทร์ ศรีตรีย์⁴

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

1 ซอยฉลองกรุง 1 ลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทรศัพท์ 02-329-8000 ต่อ 3925 E-Mail: pongsatorn.rs@gmail.com

บทคัดย่อ

ตัวตัดต่อวงจรไฟฟ้าตอบสนองต่อแรงดันตกชั่วขณะ มีผลให้เกิดระเบิดขึ้นที่ตัวตัดต่อวงจรไฟฟ้า เป็นสาเหตุหลักที่พบในโรงงานอุตสาหกรรม ก่อให้เกิดความเสียหายกับวงจรการส่งกำลังไปยังมอเตอร์เป็นมูลค่ามหาศาล ปัญหานี้จึงนำเสนอการออกแบบวงจรชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันหาย เพื่อรักษาสภาพการทำงานของตัวตัดต่อวงจรไว้ โดยวงจรที่ออกแบบจะทำงานเมื่อมีการเกิดแรงดันตกชั่วขณะหรือแรงดันหายไม่เกิน 50% นาน 1 นาที ซึ่งสามารถตรวจจับได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์ หากแรงดันจากแหล่งจ่ายน้อยกว่าที่อ้างอิงไว้จะเกิดการ ทำงานของวงจรขึ้น โดยใช้การชดเชยแรงดันจากแบตเตอรี่ 12 โวลต์ จ่ายกระแสไฟฟ้าผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์แล้วเพิ่มระดับแรงดันผ่านหม้อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ก่อนจะทำการจ่ายกระแสไฟฟ้าไปยังขดลวดของตัวตัดต่อวงจร โดยใช้รีเลย์เป็นสวิตช์ในขณะที่ต่อวงจรนี้ กับตัวตัดต่อวงจร จากการทำงานของวงจรนี้จะช่วยให้ตัวตัดต่อวงจรทำงานได้อย่างปกติ

คำสำคัญ: แรงดันตกชั่วขณะ, ตัวตัดต่อวงจร, อินเวอร์เตอร์

ABSTRACT

The magnetic contactor is response to voltage sags, so has resulted in an explosion at an electrical circuit is cut. This is a main causes are found in industrial plants, and causing damage to the transmission circuit to the motor is enormous value. This thesis presents the prevention and correction of voltage sags and short interruptions so circuit is designed to operate on the voltage sags or short interruptions to maintain the operation of it. The circuit is designed to operate when the voltage sags or voltage is less than 50% for 1 minute, which can be detected by the microcontroller. If the voltage source is less than the reference voltage, voltage sags prevention circuit will be operated. So, using 12 volt battery to supply through the inverter circuit then step up voltage through the transformer to AC 220 volt before

supply voltage to the coil of the magnetic contactor and use relay as switch. While the magnetic contactor on the voltage sags prevention circuit. The operation of this circuit will allow the magnetic contactor work properly.

Keyword: Voltage sags, Magnetic contactor, Inverter

1. บทนำ

ในปัจจุบันแรงดันตกชั่วขณะ (Voltage Sags) เป็นสิ่งที่ประสบกันได้เป็นประจำโดยเฉพาะในพื้นที่ทางไกลอย่าง เช่น ต่างจังหวัด ในช่วงฝนตกหรือมีพายุลมแรง ไฟตกจากการดูจอภาพ เป็นต้น โดยแรงดันตกชั่วขณะคือแรงดัน RMS ที่มีขนาดลดลงชั่วคราวตั้งแต่ 0.5 คาบไฟสลับจนถึง 1 นาที และขนาดแรงดันลดลงอยู่ในช่วง 0.1 pu. จนถึง 0.9 pu. โดย 1 คาบไฟสลับมีค่าเท่ากับ 20 ms ในกรณีระบบไฟฟ้าที่มีความถี่ 50 Hz เช่นประเทศไทย

แรงดันตกชั่วขณะเป็นหนึ่งในสาเหตุของปัญหาคุณภาพไฟฟ้า (Power Quality Problems) ที่ภาคอุตสาหกรรมต้องประสบและมีส่วนทำให้เกิดความสูญเสียอื่นๆตามมามากมายอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งเป็นสิ่งที่ก่อให้เกิดความเสียหายอย่างมาก โดยเฉพาะกับโรงงานอุตสาหกรรมที่มีโหลดที่อ่อนไหวต่อแรงดัน เช่น โหลดที่เป็นอินเวอร์เตอร์ หรือ คอนเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายกำลังให้กับมอเตอร์ในงานอุตสาหกรรม คอมพิวเตอร์ในออฟฟิศ เป็นต้น โดยสถานที่ที่สำคัญได้แก่ โรงงานผลิตรถยนต์ อุตสาหกรรมสารกึ่งตัวนำ อุปกรณ์ถ่ายทอดสัญญาณ อาคารสำนักงาน และโรงพยาบาลหรือศูนย์การแพทย์ เป็นต้น ทางผู้จัดทำจึงเล็งเห็นความสำคัญของการชดเชยแรงดัน เพื่อช่วยในการลดมูลค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในภาคอุตสาหกรรม ปัญหานี้จึงได้จัดทำวงจรชดเชยแรงดันชั่วขณะในกรณีที่เกิดแรงดันตกชั่วขณะในขดลวดของตัวตัดต่อวงจร

2. หลักการออกแบบวงจร

การออกแบบวงจรชดเชยแรงดันประกอบด้วย 2 ส่วนคือ วงจรกำลัง และวงจรควบคุม

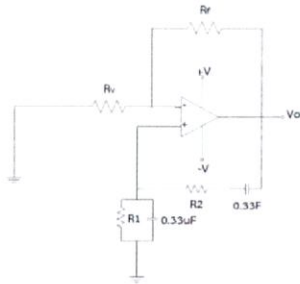
2.1 วงจรกำลัง

2.1.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์

เลือกใช้วงจรพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์โดยใช้มอสเฟต 4 ตัวแยกทำงานเป็นคู่ เนื่องจากต้องการความสามารถในการรับกระแสกระชากและค่าความต้านทานขณะนำกระแสเต็มที่แล้วใช้ไอซี SG3525 เป็นตัวสร้างสัญญาณพัลส์วิธมอดที่มมีความถี่คงที่ โดยให้นำแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไปเปรียบเทียบกับรูปคลื่นฟันเลื่อย 40 kHz แล้วนำสัญญาณที่ได้ผ่านไอซี TC4427 เพื่อรักษาระดับแรงดันที่ขั้วมอสเฟตให้คงที่และสามารถขับกระแสได้สูง

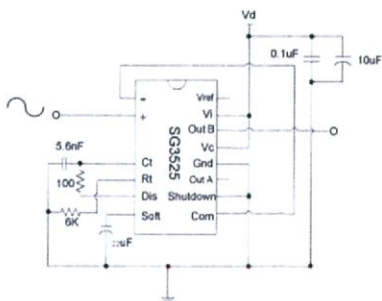
2.1.2 วงจรอินเวอร์เตอร์

สร้างสัญญาณไซน์ความถี่ 50 Hz โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ OP07CP ต่อกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในลักษณะไม่กลับเฟสโดยมี R_f และ R_i เป็นตัวปรับขยายแบบลูปปิดเพื่อให้เกิดสัญญาณไซน์ที่ต้องการและ R_1, C_1, R_2, C_2 เป็นโครงข่ายป้อนกลับ

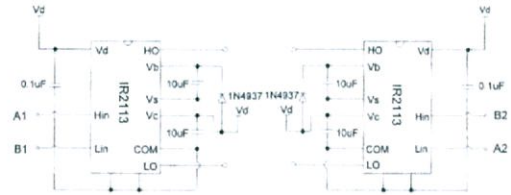


รูปที่ 1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเวนบริดจ์

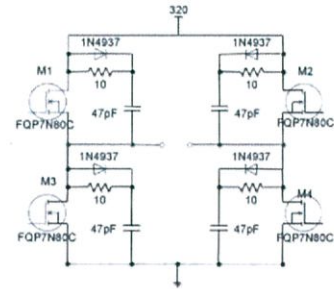
ให้นำสัญญาณไซน์ที่ได้ป้อนเข้าไอซี SG3525 เพื่อไปเปรียบเทียบกับรูปคลื่นฟันเลื่อยเพื่อจะได้สัญญาณ PWM เป็นแบบครึ่งไซน์ขยชดอล จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ป้อนให้ไอซีIR2113 เพื่อทำการขับสวิตซ์มอสเฟตต่อไป



รูปที่ 2 การกำหนดความถี่ออสซิลเลเตอร์



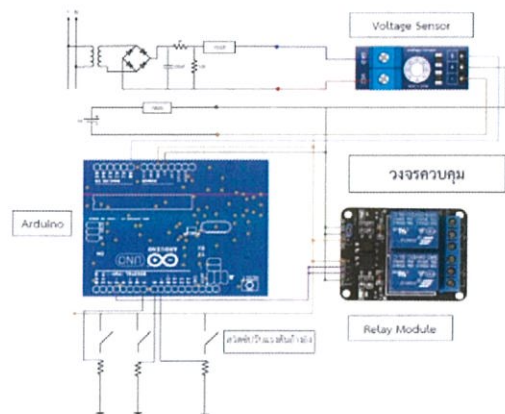
รูปที่ 3 วงจรขับสวิตซ์มอสเฟต



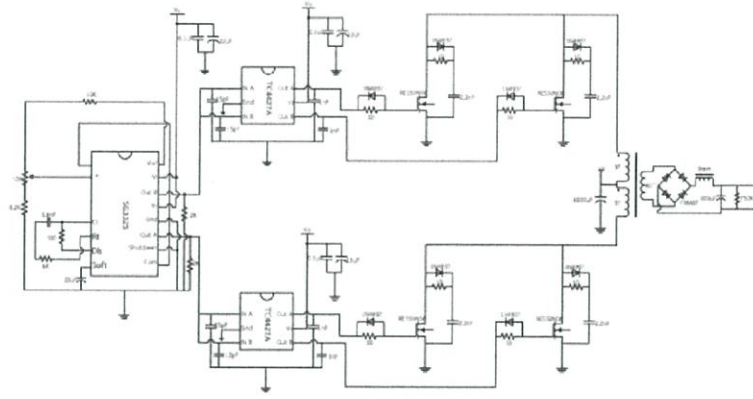
รูปที่ 4 การต่อสวิตซ์มอสเฟต

2.2 วงจรควบคุม

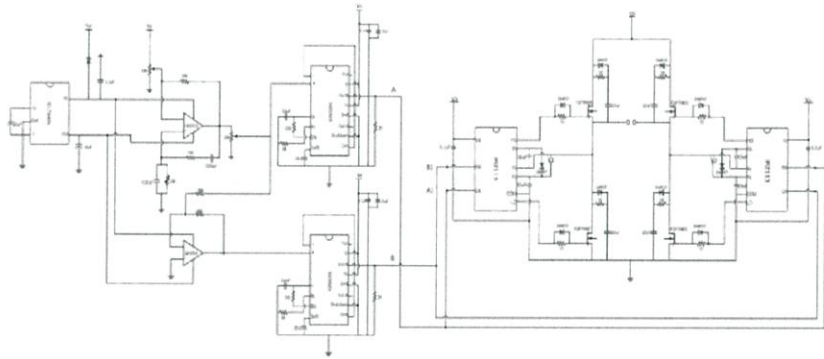
ใช้รีเลย์โมดูลเป็นตัวตัดต่อวงจรในส่วนของวงจรกำลัง หลักการทำงานคือแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์ โดยใช้วงจรเรียงกระแส ซึ่งใช้ ic เบอร์ 7812 ในการควบคุมระดับแรงดันให้มีค่าไม่เกิน 12 โวลต์ ส่งไปในส่วนของ voltage sensor เพื่อทำการเทียบแรงดันกระแสตรงจาก 12 โวลต์ เป็นแรงดันอินพุตกระแสตรง 5 โวลต์ ส่งไปให้กับ Arduino UNO R3 โดย Arduino UNO R3 จะทำการประมวลผลและเปรียบเทียบแรงดันจากค่าแรงดันที่อ้างอิงไว้และได้ทำการเซตค่าแรงดันอ้างอิงในส่วนของ Arduino UNO R3 ในการสั่งรีเลย์โมดูลให้ทำงานไว้ 3 ค่า คือค่าแรงดันที่ 150 โวลต์ ,180 โวลต์ และ 200 โวลต์ โดยเมื่อแรงดันในส่วนของวงจรกำลังถึงค่าที่เซตไว้ Arduino UNO R3 จะส่งเอาท์พุทที่ได้ออกไปเป็นสัญญาณดิจิทัลไปสั่งให้รีเลย์โมดูลทำงาน เพื่อทำการตัดต่อวงจรในส่วนของวงจรกำลังต่อไป



รูปที่ 4 วงจรควบคุม

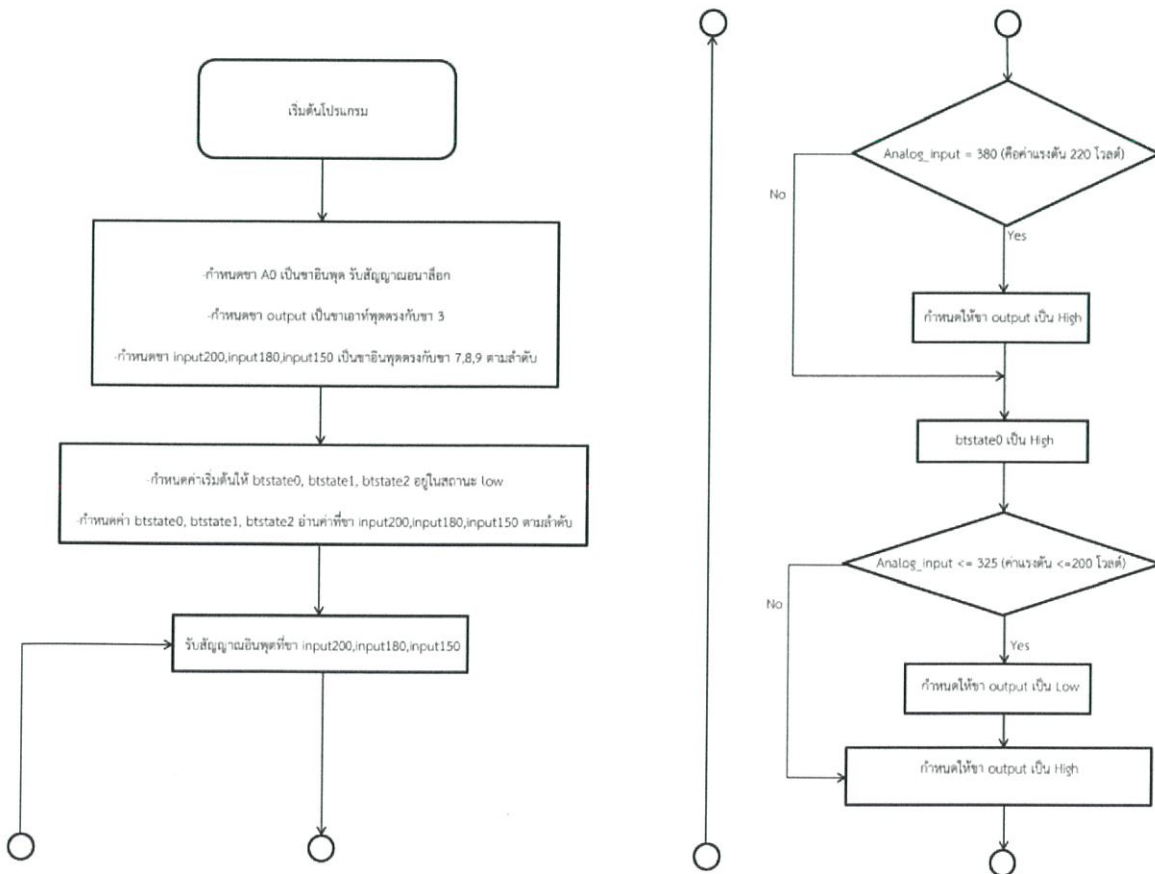


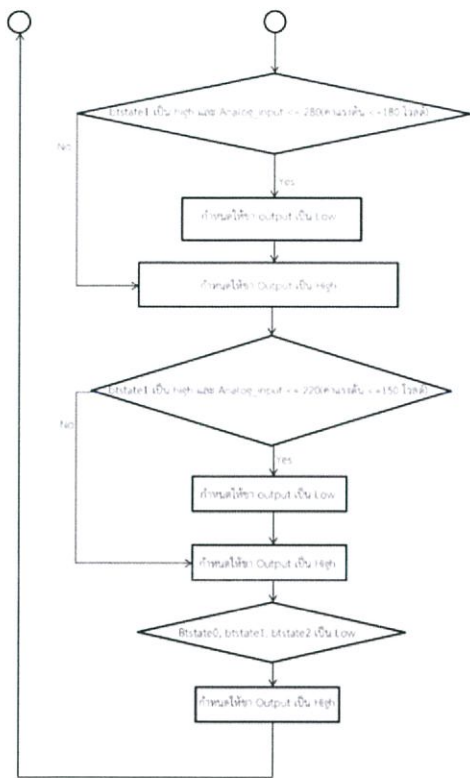
รูปที่ 5 วงจรคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 6 วงจรอินเวอร์เตอร์

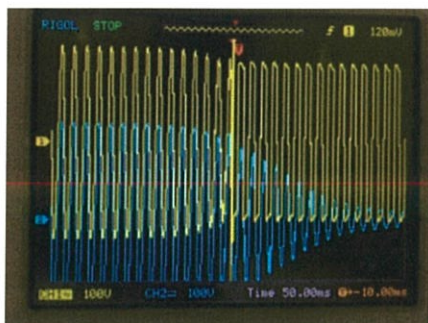
2.3 แผนผังการทำงานของโปรแกรม



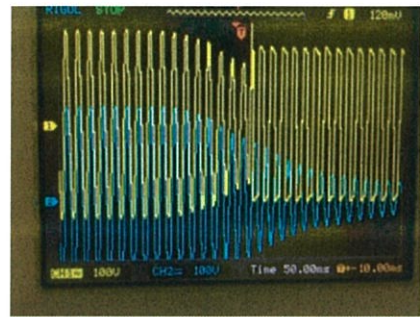


3. ผลการทดสอบ

ในการทดลองจะทำการชดเชยแรงดันจากตัวชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ โดยจะจำลองแรงดันตกของแหล่งจ่ายปกติให้ลดลงจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ และกลับมาสู่ค่าแรงดันกระแสสลับที่ 220 โวลต์เท่าเดิมอย่างรวดเร็ว และได้ทำการตั้งค่าในการสลับแหล่งจ่ายจากแหล่งจ่ายปกติเป็นตัวชดเชยแรงดันไว้ที่ค่าแรงดันอ้างอิง โดยได้ทำการตั้งค่าในแต่ละระดับแรงดันไว้ที่แรงดันอ้างอิง 200 โวลต์ 180 โวลต์ และ 150 โวลต์ ตามลำดับ และทดสอบกับตัวตัดต่อวงจรที่ใช้ทดสอบจำนวน 1 และ 3 ตัวตามลำดับ ในส่วนของการทดลองจ่ายแรงดันให้กับขดลวดของตัวตัดต่อวงจรตัวเดียว จะทำการทดลองที่ระดับแรงดันอ้างอิงแต่ละระดับจำนวน 3 ครั้ง CH1 ซึ่งเป็นกราฟสีเหลือง คือกราฟแสดงแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดของตัวตัดต่อวงจร CH2 ซึ่งเป็นกราฟสีฟ้า คือกราฟแรงดันไฟฟ้าที่วัดจากแหล่งจ่าย ในส่วนของการวัดกระแสจะใช้แอมป์วัดกระแสที่วงจรชดเชยแรงดันตกชั่วขณะที่จ่ายให้กับขดลวดของตัวตัดต่อวงจร



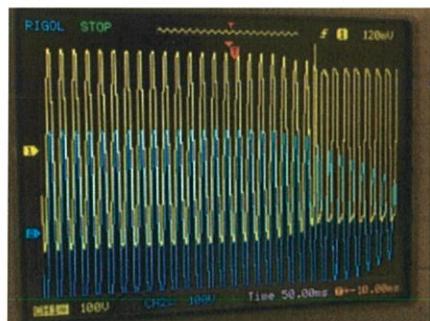
รูปที่ 7 กราฟชดเชยแรงดันตกชั่วขณะให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 1 ตัว ที่ระดับแรงดันอ้างอิง 200 โวลต์



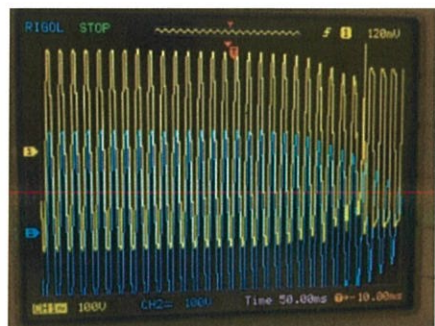
รูปที่ 8 กราฟชดเชยแรงดันตกชั่วขณะให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 1 ตัว ที่ระดับแรงดันอ้างอิง 180 โวลต์



รูปที่ 9 กราฟชดเชยแรงดันตกชั่วขณะให้ขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 1 ตัว ที่ระดับแรงดันอ้างอิง 150 โวลต์



รูปที่ 10 กราฟการชดเชยแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 3 ตัว ที่แรงดันอ้างอิง 200 โวลต์



รูปที่ 11 กราฟการชดเชยแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดของตัวตัดต่อวงจรจำนวน 3 ตัว ที่แรงดันอ้างอิง 180 โวลต์

จากการทดลองการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะให้กับขดลวดของตัวตัดต่อวงจร ในกรณีแรงดันอ้างอิง 180 โวลต์ และ 200 โวลต์ วงจรชดเชยแรงดันสามารถทำงานได้โดยหน้าสัมผัสของตัวตัดต่อวงจรยังคงสัมผัสกันและสามารถทำงานได้อย่างปกติ เมื่อทำการทดสอบกับตัวตัดต่อวงจรจำนวน 1 ตัว และ 3 ตัว ในส่วนกรณีแรงดันอ้างอิง 150 โวลต์ วงจรชดเชยแรงดันไม่สามารถทำงานได้ โดยหน้าสัมผัสของตัวตัดต่อวงจรยังคงสัมผัสกันแต่เกิดกระแสกระชาก เนื่องจากเป็นช่วงแรงดันที่ตัวตัดต่อวงจรมีกำลังไม่เพียงพอที่จะคงสภาพของหน้าสัมผัสของตัวตัดต่อวงจรให้สัมผัสกันอย่างมีเสถียรภาพ

4. สรุปผลการทดลอง

1. วงจรชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันหายสามารถตอบสนองต่อค่าแรงดันที่เปลี่ยนไปได้โดยรีเลย์สวิตช์สามารถต่อวงจรชดเชยแรงดันเข้าสู่ตัวตัดต่อวงจรได้ เมื่อค่าแรงดันจากแหล่งจ่ายมีค่าต่ำกว่าที่กำหนดไว้และสามารถตัดวงจรชดเชยแรงดันออกจากตัวตัดต่อวงจรได้เมื่อมีค่าแรงดันจากแหล่งจ่าย มีค่าสูงกว่าที่กำหนดไว้

2. วงจรชดเชยแรงดันสามารถตัดต่อวงจรเข้าสู่ตัวตัดต่อวงจรให้กราฟแรงดันของขดลวดในตัวตัดต่อวงจรคงที่ซึ่งมีความไม่คงที่ของแรงดันในช่วงแรกแต่ยังอยู่ในระดับที่สามารถยอมรับได้

3. วงจรชดเชยแรงดันไฟฟ้ามีการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันตกได้อย่างรวดเร็ว ซึ่งความเร็วในการตอบสนองอยู่ในช่วง 5 ms ถึง 10 ms

5. กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยความช่วยเหลือจากหลายท่านโดยเฉพาะอย่างยิ่งต้องขอขอบคุณผู้ช่วยศาสตราจารย์จรงค์ บัญเสียง อาจารย์ที่ปรึกษา รวมไปถึงคุณปณณวิวี ฉายศิริ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อโครงงานมาด้วยดีตลอด และได้กรุณาตรวจแก้ไขปริญญานิพนธ์จนสำเร็จเรียบร้อยเป็นอย่างดี

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ดอกเตอร์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับหลักการและทฤษฎีเกี่ยวกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์

ขอขอบคุณเพื่อนๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการคุณภาพไฟฟ้าและฮาร์โมนิกส์ทุกคนที่ช่วยแก้ปัญหาด้วยดีมาโดยตลอด

นอกจากนั้นผู้จัดทำต้องขอขอบคุณ คุณนครศักดิ์ เจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการที่ให้เบิกใช้เครื่องมือ ตลอดจนคุณกมลวรรณ เจ้าหน้าที่ห้องธุรการที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับการเบิกใบเสร็จของโครงงาน

ท้ายนี้คณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ บิตามารดา และครอบครัวซึ่งให้การสนับสนุนในด้านการเงินและให้กำลังใจ อีกทั้งเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ที่ให้ความช่วยเหลือในด้านการจัดหาอุปกรณ์ต่างๆ ในการทำโครงงานครั้งนี้จนสำเร็จได้ด้วยดี จึงขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] สมบูรณ์ มลานนท์ และ สมคิด วิริยะประสิทธิ์ชัย, แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ชิ่ง, กรุงเทพฯ, สนพ.ฟิลิปปินส์, 2541.
- [2] ศิวะ หงษ์นภา, ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ, กรุงเทพฯ, สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี, 2543.
- [3] กฤษดา วิศวีรานนท์, INVERTER หลักการทำงานและเทคนิคการใช้งาน, กรุงเทพฯ, เอ.พี.เอ.เทค, 2539.
- [4] N.L. Pérez and M.P. Donsión "Technical Methods for the Prevention and Correction of Voltage Sags and Short Interruptions inside the Industrial Plants and in the Distribution Networks," In International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPO'03), 2003.
- [5] M.H. Sherif, and etal, "SET and SSL: Electronic payments on the Internet," in Proc. ISCC'98, 1998, pp.353-358.

ประวัติผู้เขียนบทความ



นายพงศธร ร่มชัย
เกิดวันที่ 26 มกราคม 2537
e-mail: pongsatorn.RS@gmail.com
คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายพงษ์ดนัย หัตถ์รัตน์
เกิดวันที่ 11 กันยายน 2536
e-mail: kong_phongdana@hotmail.com
คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายวิกรม ดีไชยเศรษฐ์
เกิดวันที่ 11 พฤศจิกายน 2536
e-mail: l3lackcolor@hotmail.com
คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายเอกภูรินทร์ ศรีตรัย
เกิดวันที่ 28 ตุลาคม 2536
e-mail: pooh_364015@hotmail.com
คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง